

Realisierungsmöglichkeiten und Steuerverfahren für Direktumrichter mit Leistungstransistoren

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von
José Rodríguez

Erlangen ~~1984~~
1985



Digitized by the Internet Archive
in 2026

Realisierungsmöglichkeiten und Steuerverfahren für Direktumrichter mit Leistungstransistoren

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von
José Rodríguez

Erlangen 1984

Als Dissertation genehmigt von der
Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 9.7.1984

Tag der Promotion: 7.1.1985

Dekan: Prof. Dipl.-Ing. G-Vetter

Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. G. Pfaff
Prof. Dr.-Ing. R. Gretsche

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen der Universität Erlangen-Nürnberg im Rahmen eines Stipendiums des Deutschen Akademischen Austauschdienstes.

Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Pfaff, möchte ich sehr herzlich für die Förderung dieser Arbeit und für seine Unterstützung danken.

Für die Übernahme der Mitberichterstattung danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. R. Gretsche.

Meinen Kollegen und Freunden des Lehrstuhls danke ich für ihre Hilfe, insbesondere Herrn Dr.-Ing. L. Sack für seine Diskussionsbereitschaft und für seine wertvollen Hinweise und Herrn G. Müller für die Erstellung der experimentellen Einrichtungen.

Mein besonderer Dank gilt meinem Freund Herrn Dipl.-Ing. G. Kastner für seine enthusiastische Unterstützung und für die fruchtbare und schöne Zusammenarbeit.

Nicht zuletzt möchte ich mich bei Frau Nase für die Niederschrift des Manuskriptes bedanken.

"Gedruckt mit Unterstützung des
Deutschen Akademischen Austauschdienstes."

INHALTSVERZEICHNIS

	Seite
1. EINLEITUNG	1
2. GRUNDLAGEN	4
2.1 Definitionen und Voraussetzungen	4
2.2 Verschiedene Stromrichterschaltungen für ein- und dreiphasige Last	5
2.2.1 Der 3-Schalter Stromrichter mit einphasiger Last	5
2.2.2 Der 6-Schalter Stromrichter mit einphasiger Last	7
2.2.3 Der 9-Schalter Stromrichter mit dreiphasiger Last	9
3. DER 3-SCHALTER STROMRICHTER MIT EINPHASIGER LAST	10
3.1 Das Verfahren für die Spannungsauswahl	10
3.2 Die Laststromregelung	11
4. DER 6-SCHALTER STROMRICHTER MIT EINPHASIGER LAST	15
4.1 Regelkonzept 1: nur Laststromregelung	15
4.1.1 Das Verfahren für die Spannungsauswahl	15
4.1.2 Die Sektorenerkennung	17
4.1.3 Die Laststromregelung	18
4.1.4 Verlauf des Netzstromes	20
4.2 Regelkonzept 2: Netz- und Laststromregelung	21
4.2.1 Zerlegung der Netzströme in Wirk- und Blindkomponenten	21
4.2.2 Veränderung des Netzblindstromes	24
4.2.3 Die Regelung der Netz- und Lastströme	28
4.2.4 Verlauf des Netzstromes	30

5.	DER DREIPHASIGE STROMRICHTER	32
5.1	Laststromregelung in einem rotierenden Koordinatensystem	32
5.1.1	Mathematisches Modell der Asynchronmaschine	32
5.1.2	Die Grundlagen der Stromregelung	37
5.1.3	Das Modulationsverfahren für die Ständerspannungen	39
5.2	Regelkonzept 1: nur Laststromregelung	45
5.2.1	Beschreibung der Regeleinrichtung	45
5.2.2	Die Erzeugung der Spannungen u_+ und u_- aus den Netzspannungen	46
5.2.3	Die Information im Speicher	49
5.2.4	Simulationsergebnisse	49
5.3	Regelkonzept 2: Netz- und Laststromregelung	53
5.3.1	Beschreibung der Regeleinrichtung	54
5.3.2	Die Erzeugung der Spannungen u_+ und u_- aus den Netzspannungen	55
6.	PRAKTISCHE REALISIERUNG DES STROMRICHTERS	57
6.1	Der Halbleiterschalter	57
6.1.1	Möglichkeiten für die Realisierung des Schalters	57
6.1.2	Die Ansteuerschaltung	60
6.2	Der Leistungsteil des Stromrichters	62
6.2.1	Beschreibung des Leistungsteils	62
6.2.2	Dimensionierung des Filterkondensators	65
7.	ARBEITSEIGENSCHAFTEN DES STROMRICHTERS	66
7.1	Die Wirkung des Filterkondensators	66
7.2	Resonanz am Eingangsfilter	67
7.3	Der 3-Schalter Stromrichter	70
7.4	Der 6-Schalter Stromrichter	74
7.4.1	Spannung und Strom in der Last	74
7.4.2	Innere Arbeitseigenschaften des Stromrichters	76

7.4.3	Netzrückwirkungen mit Regelkonzept 1	77
7.4.4	Netzrückwirkungen mit Regelkonzept 2	78
7.5	Der dreiphasige 9-Schalter Stromrichter	82
8.	ANWENDUNGEN	87
8.1	Drehzahlregelung einer Gleichstrommaschine	87
8.1.1	Drehzahlregelung mit dem 3-Schalter Stromrichter	87
8.1.2	Drehzahlregelung mit dem 6-Schalter Stromrichter	89
8.2	Drehzahlregelung einer dreiphasigen Asynchronmaschine	90
8.2.1	Die feldorientierte Drehzahlregelung	90
8.2.2	Beschreibung der Regeleinrichtung	93
8.2.3	Experimentelle Ergebnisse	95
9.	ZUSAMMENFASSUNG	100
10.	LITERATURVERZEICHNIS	104
A.	ANHANG	
A1.	Daten der verwendeten Motoren	108
A2.	Verzeichnis der wichtigsten verwendeten Formel- zeichen	108

1. EINLEITUNG

Stromrichter sind Einrichtungen zum Umformen oder Steuern elektrischer Energie unter Verwendung von Stromrichterventilen. Um diese Aufgabe zu erfüllen, benutzt die Mehrheit der Stromrichter Ventile, die im elektrisch leitenden und nicht leitenden Zustand arbeiten. Die Last wird pulsierend mit dem Netz verbunden. Auf Grund dieser gepulsten Arbeitsweise erscheinen in der Last eine Grundwelle (nützliches Signal) und überlagerte Oberschwingungen, die eine unerwünschte Folge des Modulationsverfahrens sind.

Die im Jahr 1958 eingeführten Thyristoren waren die ersten Halbleiterschalter, die es ermöglichten, den Energiefluß zwischen Netz und Last zu steuern bzw. zu regeln. Die Beschränkungen beim Ein- und Ausschalten der Thyristoren verursachen, daß die Stromrichter mit einer niedrigen Taktfrequenz arbeiten. In den netzgeführten Stromrichtern [1] leitet jeder Thyristor mit einer Frequenz von 50 Hz. Dies bedeutet, daß der Stromrichter mit natürlicher Kommutierung mit einer Taktfrequenz von 50 Hz arbeitet. Das verursacht, daß die Grundschiwingung des Laststromes deutlich unter der Netzfrequenz liegt. Die Oberschwingungen im Laststrom haben eine niedrige Frequenz und, um diese Oberschwingungen zu beseitigen, sind große magnetische Speicher erforderlich [1], [2]. Ebenfalls können die Netzurückwirkungen: Blindstromerzeugung, Oberschwingungen in den Netzströmen, usw. nur mit Hilfe von großen Leistungsfiltern vermindert werden [1], [3].

Die Nachteile der netzgeführten Stromrichter können durch Verwendung von Modulationsverfahren, die mit einer hohen Taktfrequenz arbeiten, beseitigt werden [4].

Am Anfang der 70er Jahre haben verschiedene Autoren die Möglichkeit untersucht, das Netz direkt mit der Last mit Hilfe eines mit hoher Taktfrequenz arbeitenden Stromrichters zu verbinden [5], [6], [7].

Die hohe Taktfrequenz wurde damals durch Thyristoren mit Zwangskommütierung erreicht. Der Bedarf an komplizierten und aufwendigen Löschsaltungen für die Hauptthyristoren hat jedoch verursacht, daß diese Möglichkeit in der Praxis unattraktiv war.

Ende der 70er Jahre erschienen die Leistungstransistoren, die mit einem Ansteuersignal ein- und ausschalten können. Seit dem Aufkommen dieser neuen Halbleiterschalter werden mit hoher Taktfrequenz arbeitende Direktumrichter intensiver untersucht. Daniels und Slattery [8] haben als erste 1978 praktische Ergebnisse vorgestellt. Damals haben sie gezeigt, daß es möglich ist, mit dieser Art von Direktumrichter Lastfrequenzen höher als die Netzfrequenz zu erreichen. Venturini [9] zeigt 1980 eine interessante Theorie für die Steuerung dieser Art von Direktumrichtern. Diese Theorie stützt sich auf eine vorhergehende Arbeit von Gyugyi und Pelly [10]. Die in [9] vorgestellte Lösung bewirkt jedoch eine schlechte Spannungsausnutzung der Halbleiterventile. Ecklebe [11] stellt in seiner Arbeit die Drehzahlregelung einer von einem Transistor-Direktumrichter gespeisten Asynchronmaschine nach dem von Daniels und Slattery vorgestellten Steuerverfahren vor. In den letzten Jahren haben einige Arbeiten die Möglichkeit untersucht, durch Verwendung von Transistor-Direktumrichtern den Oberschwingungsgehalt der Netzströme zu verkleinern [12], [13].

Ziel dieser Arbeit ist es, die wichtigsten Arbeitseigenschaften dieser Art von Direktumrichtern zu studieren. In dieser Arbeit wird ein neues Regelverfahren entwickelt, bei dem die Raumzeigerdarstellung verwendet wird [14], was eine bedeutende Vereinfachung des praktischen Aufwandes bewirkt. Es wird auch ein Regelverfahren vorgestellt, das gleichzeitig die Last- und Netzströme regelt. Dadurch werden die Oberschwingungen der Netzströme stark reduziert.

Wichtiger Teil dieser Arbeit ist die experimentelle Untersuchung der Arbeitseigenschaften und Sonderprobleme, wie z.B. : Oberschwingungen der Netzströme und Resonanzen am Eingangsschwingkreis. Die dynamischen Eigenschaften des Direktumrichters mit einphasiger Last wurden in der Drehzahlregelung einer Gleichstrommaschine studiert. Der dreiphasige Direktumrichter wurde bei der feldorientierten Drehzahlregelung einer Asynchronmaschine verwendet.

Bei den theoretischen Überlegungen dieser Arbeit wird vorausgesetzt, daß der Direktumrichter aus abschaltbaren Halbleiterschaltern besteht. Die Eigenschaften von diesen abschaltbaren Halbleiterschaltern und die Voraussetzungen für die Analyse werden in Kapitel 2 vorgestellt. In den Kapiteln 3, 4 und 5 werden Steuer- und Regelverfahren sowie Simulationsergebnisse für ein- und dreiphasige Direktumrichter vorgestellt. Im Kapitel 6 werden unterschiedliche Möglichkeiten für die Realisierung der abschaltbaren Halbleiterschalter erwähnt. Weiterhin wird der in den experimentellen Untersuchungen verwendete Direktumrichter vorgestellt. In Kapitel 7 und 8 werden schließlich experimentell die Arbeitseigenschaften des Stromrichters studiert.

2. GRUNDLAGEN

2.1 Definitionen und Voraussetzungen

Als Grundelemente des Direktumrichters werden abschaltbare Halbleiterschalter genommen [1], [11], [15]. Die wichtigsten Eigenschaften dieser Halbleiterschalter sind: i) sie können zu beliebigen Zeitpunkten über das Ansteuersignal in den leitenden bzw. in den sperrenden Zustand versetzt werden, ii) sie können Spannungen mit beliebiger Polarität sperren und iii) sie ermöglichen den Stromfluß in beiden Richtungen. Bild 2.1 zeigt das Schaltsymbol und die Strom-Spannungs-Kennlinie dieses Halbleiterschalters.

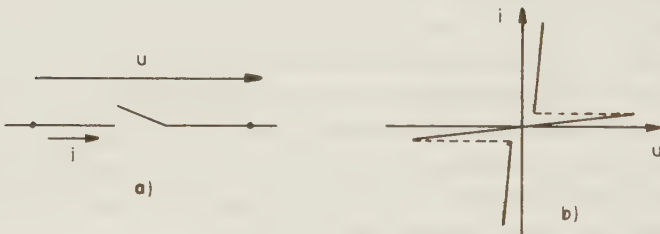


Bild 2.1 Abschaltbarer Halbleiterschalter

Um die theoretische Überlegungen und die Simulationsmodelle zu vereinfachen, werden folgende Voraussetzungen getroffen: i) die Netzspannungen sind sinusförmig und symmetrisch, ii) das Netz hat keine Kurzschlußimpedanz und iii) die Schaltzeiten der Halbleiterschalter sind vernachlässigbar.

2.2 Verschiedene Stromrichterschaltungen für ein- und dreiphasige Last

2.2.1 Der 3-Schalter Stromrichter mit einphasiger Last

Der einfachste Stromrichter benötigt 3 Halbleiterschalter, um die Last mit dem dreiphasigen Netz zu verbinden. Bild 2.2 zeigt den Leistungsteil des 3-Schalter Direktumrichters mit ohmsch-induktiver Last. Die Last liegt mit einer Klemme am neutralen Punkt N, die andere Klemme ist über die drei Schalter S1, S2 und S3 direkt mit den Spannungen u_R , u_S und u_T des speisenden Netzes verbunden. Es wird nur einer der Schalter in jedem Zeitpunkt geschlossen, um einen Kurzschluß des Netzes zu vermeiden.

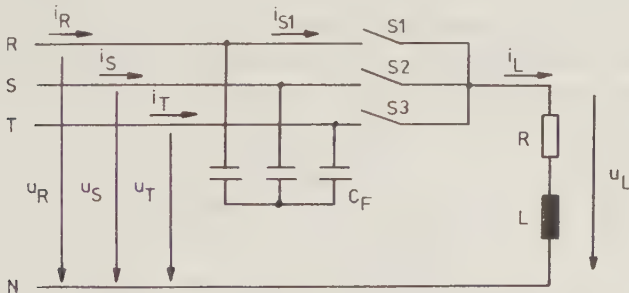


Bild 2.2 3-Schalter Stromrichter (Mittelpunktschaltung)

Die Filterkondensatoren C_F vermeiden, daß die höherfrequenten Komponenten des Schalterstromes ins Netz fließen. Gleichzeitig dienen sie dazu, Überspannungen, die von den Netzinduktivitäten verursacht werden, zu begrenzen.

Die Netzspannungen sind:

$$u_R = \hat{u}_E \cos \omega_1 t \quad (2.1)$$

$$u_S = \hat{u}_E \cos \left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.2)$$

$$u_T = \hat{u}_E \cos \left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (2.3)$$

Der Raumzeiger der Netzspannungen ist [14] :

$$\underline{u}_E = \frac{2}{3} (\underline{u}_R + \underline{a} \underline{u}_S + \underline{a}^2 \underline{u}_T) \quad (2.4)$$

mit :

$$\underline{a} = e^{j2\pi/3} \quad (2.5)$$

$$\underline{a}^2 = e^{j4\pi/3} \quad (2.6)$$

Setzt man die Netzspannungen und die Gleichungen (2.5) und (2.6) in Gleichung (2.4) ein, so erhält man:

$$\underline{u}_E = \hat{u}_E e^{j\omega_1 t} \quad (2.7)$$

Der Raumzeiger der Netzspannungen $\underline{u}_E$ in der komplexen Ebene wird in Bild 2.3 gezeigt. Dieser Zeiger hat konstanten Betrag und dreht sich mit Winkelgeschwindigkeit ω_1 . Bild 2.3 zeigt außerdem die komplexen Spannungszeiger $\underline{u}_R$, $\underline{u}_S$ und $\underline{u}_T$.

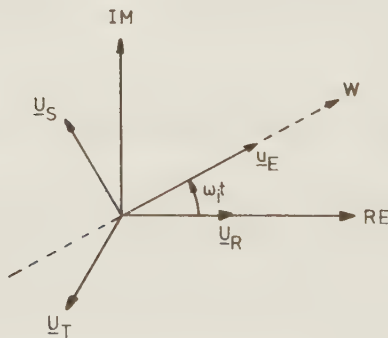


Bild 2.3 Raum- und Spannungszeiger des Netzes

Der Augenblickswert jeder Strangspannung ergibt sich aus dem inneren Produkt des Netzraumzeigers $\underline{u}_E$ mit dem entsprechenden Spannungszeiger.

Die Lastspannung u_L beim Einschalten von Schalter S_1 ist z.B. die Komponente des Zeigers $\underline{U}_R$, die in Richtung des Raumzeigers $\underline{u}_E$ (W-Achse in Bild 2.3) liegt. Der 3-Schalter Stromrichter bietet 3 Möglichkeiten, um die Last mit dem Netz zu verbinden. Jede Möglichkeit ist mit einer bestimmten Schalterstellung verbunden.

2.2.2 Der 6-Schalter Stromrichter mit einphasiger Last

Dieser Stromrichter benutzt 6 Halbleiterschalter, um die Last mit dem speisenden Netz zu verbinden. Bild 2.4 zeigt den Leistungsteil des 6-Schalter Direktumrichters in Brückenschaltung.

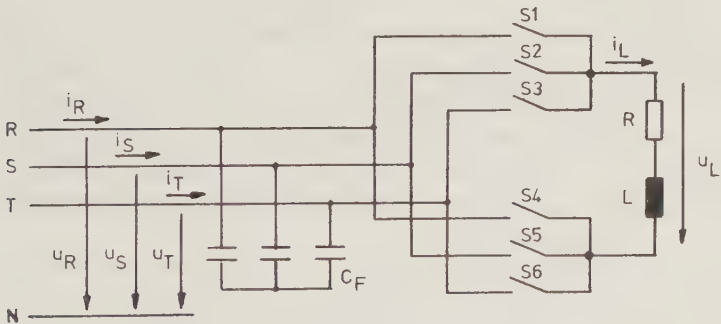


Bild 2.4 6-Schalter Stromrichter (Brückenschaltung)

In diesem Stromrichter werden auch 3 Filterkondensatoren benötigt. Hier werden die verketteten Spannungen an die Last gelegt. Es wird nur einer der Schalter S_1 , S_2 und S_3 in jedem Zeitpunkt geschlossen, um einen Kurzschluß des Netzes zu vermeiden. Aus dem gleichen Grund werden nicht die Schalter S_4 , S_5 und S_6 gleichzeitig geschlossen. Mit diesen Beschränkungen ist es möglich, in jedem Zeitpunkt 7 verschiedene Spannungen an die Last zu legen. Diese Spannungen sind in Tabelle 2.1 dargestellt.

Geschlossene Schalter	Lastspannung u_L
S1 , S4	$u_R - u_R = 0$
S1 , S5	$u_R - u_S = u_{RS}$
S1 , S6	$u_R - u_T = u_{RT}$
S2 , S4	$u_S - u_R = u_{SR}$
S2 , S5	$u_S - u_S = 0$
S2 , S6	$u_S - u_T = u_{ST}$
S3 , S4	$u_T - u_R = u_{TR}$
S3 , S5	$u_T - u_S = u_{TS}$
S3 , S6	$u_T - u_T = 0$

Tabelle 2.1 Darstellung der neun Schaltzustände des 6-Schalter Stromrichters

Für die Analyse ist es nützlich, diese Spannungen in der komplexen Ebene zu beobachten. Bild 2.5 zeigt die Zeiger der verketteten Spannungen und den Raumzeiger des Netzes u_E . Der Augenblickswert der verketteten Spannungen ist die Komponente der Spannungszeiger, die in Richtung der W-Achse liegen. Die W-Achse wird durch die Lage des Raumzeigers u_E festgestellt.

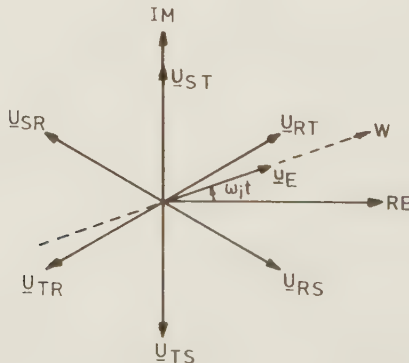


Bild 2.5 Raum- und Spannungszeiger des 6-Schalter Stromrichters

2.2.3 Der 9-Schalter Stromrichter mit dreiphasiger Last

Mit dem 9-Schalter Stromrichter ist es möglich, das dreiphasige Netz mit einer dreiphasigen Last zu verbinden. Bild 2.6 zeigt den Leistungsteil des 9-Schalter Stromrichters. Der Mittelpunkt der Last muß nicht unbedingt an den Nulleiter des Netzes angeschlossen werden.

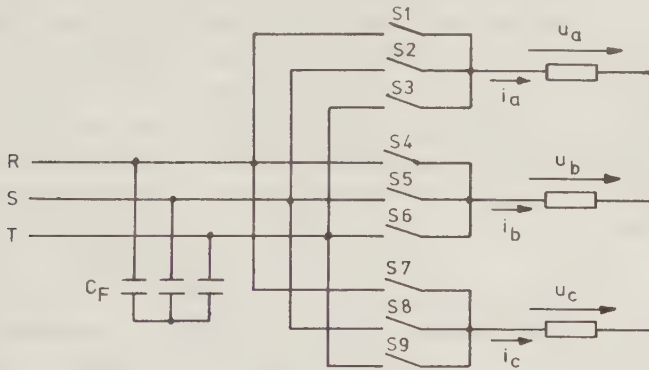


Bild 2.6 9-Schalter Stromrichter

Dieser Stromrichter legt die in Bild 2.5 dargestellten Spannungen an die Last an. Es ist auch möglich, einen 18-Schalter Stromrichter für dreiphasige Last zu benutzen [16]. In diesem Stromrichter werden 6 Schalter gebraucht, um jede Phase der Last mit dem dreiphasigen Netz zu verbinden. Da der 18-Schalter Stromrichter keine neue Erkenntnisse mit sich bringt, wird er in dieser Arbeit nicht berücksichtigt.

3. DER 3-SCHALTER STROMRICHTER MIT EINPHASIGER LAST

3.1 Das Verfahren für die Spannungsauswahl

Die Grundidee des Steuerverfahrens liegt darin, die positivste bzw. die negativste Netzspannung an die Last zu legen. So bekommt man eine höhere Lastspannung und eine bessere Spannungsausnutzung der Ventile. Bild 3.1 zeigt den Verlauf der Netzspannungen u_R , u_S , u_T , der positivsten Spannung u_P und der negativsten Spannung u_N . Um die Spannung u_P zu erzeugen, müssen die Schalter wie im Bild 3.1 geschlossen werden: Schalter S1 schließt zwischen $(0, t_1)$, S2 zwischen (t_1, t_3) , S3 zwischen (t_3, t_5) , usw. Um die Spannung u_N zu erzeugen, müssen Schalter S3 zwischen $(0, t_2)$, S1 zwischen (t_2, t_4) , S2 zwischen (t_4, t_6) , usw. geschlossen werden.

Mit dieser Art der Schaltersteuerung erhält man also eine fiktive Spannungsquelle [17], die die positive Spannung u_P und die negative Spannung u_N zur Verfügung stellt. Diese fiktive Spannungen können wie reale Gleichspannungen in der Regelung verwendet werden.

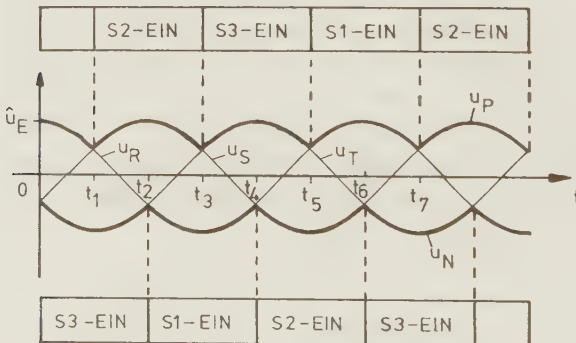


Bild 3.1 Steuerung für die Erzeugung von u_P und u_N

3.2 Die Laststromregelung

Eine Möglichkeit für die Laststromregelung wird im Bild 3.2 vorgestellt. Ein Zweipunktregler regelt den Laststrom. Der Zweipunktregler dient dazu, die hohe Taktfrequenz zu erzeugen und gleichzeitig bewirkt er die Regelung der Grundwelle des Laststromes.

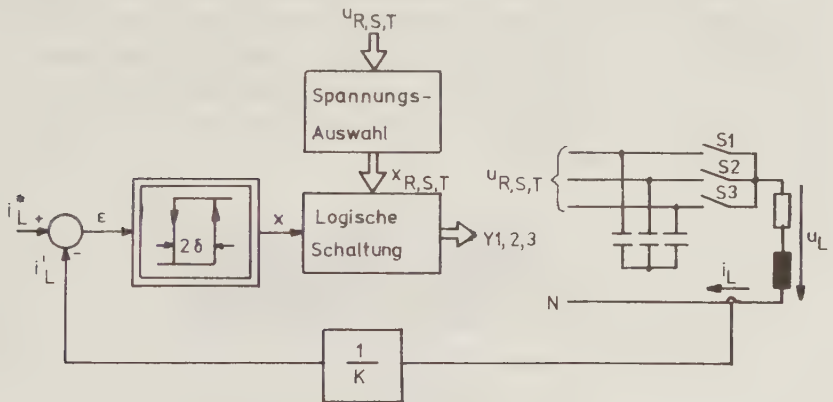


Bild 3.2 Blockschaltbild zur Laststromregelung des 3-Schalter Stromrichters

Der Zweipunktregler vergleicht den Stromsollwert i_L^* mit dem Istwert i_L . Die Schaltung für die Spannungsauswahl bekommt die Netzspannungen u_R , u_S und u_T und benötigt 3 Komparatoren, um die binären Signale x_R , x_S und x_T zu erzeugen. Mit Hilfe dieser binären Signale wird entschieden, welcher Schalter angesteuert werden muß, um die Spannungen u_p und u_N an die Last zu legen. Eine logische Schaltung bekommt das binäre Signal x aus dem Zweipunktregler und die Signale x_R , x_S und x_T . Diese logische Schaltung liefert die Steuerimpulse Y_1 , Y_2 , Y_3 für die Schalter S_1 , S_2 , S_3 , wobei vereinbart wird, daß: $Y_v = 1$, falls S_v geschlossen ist ($v=1,2,3$) und $Y_v = 0$, falls S_v geöffnet ist.

Die Laststromregelung arbeitet nach dem folgenden Schema:

$$\left. \begin{array}{l} \text{wenn } \epsilon > \delta \text{ und } \dot{\epsilon} > 0, \text{ dann } x = 1 \text{ und } u_L = u_P \\ \text{wenn } \epsilon < -\delta \text{ und } \dot{\epsilon} < 0, \text{ dann } x = 0 \text{ und } u_L = u_N \end{array} \right\} \quad (3.1)$$

Wenn zum Beispiel $x = 1$ ist, dann wird der entsprechende Schalter geschlossen, um die positive Spannung u_P an die Last zu legen. Dadurch steigt der Laststrom i_L an.

Bild 3.3 zeigt ein vereinfachtes nichtlineares Modell für den Stromrichter mit Stromregelung. Der Stromrichter und der Zweipunktregler werden durch einen Zweipunktschalter mit Hysterese ersetzt, dessen Ausgang zwischen u_P und u_N schaltet. In diesem Modell werden die Spannungen u_P und u_N als konstant angenommen.

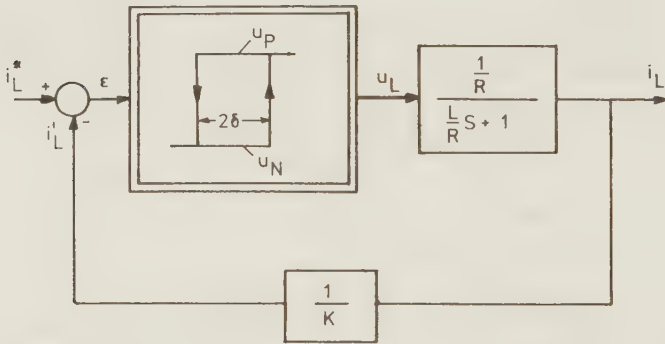


Bild 3.3 Nichtlineares Modell des Stromrichters mit Stromregelung

Es ist wichtig, die Beziehung zwischen dem Sollwert i_L^* und der Grundwelle (i_{L1}) des Laststromes zu untersuchen. Für diese Beziehung gilt [18]:

$$i_{L1} = K i_L^* \quad (3.2)$$

Diese einfache Gleichung zeigt, daß der Stromrichter als eine Stromquelle arbeitet. Die Verstärkung dieser Stromquelle wird vom Rückkopplungsfaktor K bestimmt. Die starke 150 Hz Welligkeit in u_P und u_N hat außerdem keinen Einfluß auf das Verhalten der Grundwelle des Laststromes.

Bild 3.4 zeigt die Lastspannung und den geregelten Laststrom des 3-Schalter Stromrichters. In diesem Simulationsergebnis hat der Stromsollwert die Frequenz $f_1 = 100$ Hz. Dieses Bild zeigt, daß dieser Stromrichter in der Lage ist, hohe Lastfrequenzen zu erzeugen.

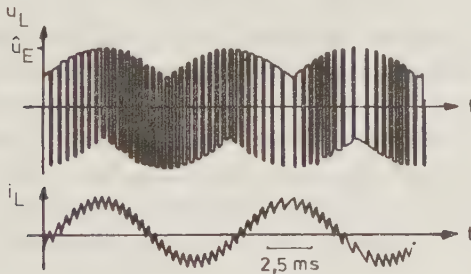


Bild 3.4 Verhalten der Lastspannung und des Laststromes bei sinusförmigem Sollwert. $f_1 = 100$ Hz .
(Simulation) , $L/R = 3,2$ ms.

Bild 3.5 zeigt das Frequenzspektrum der Lastspannung und des Laststromes unter den Bedingungen von Bild 3.4. Im Bild 3.5 kann man sehen, daß die 150 Hz Welligkeit der Spannungen u_P und u_N durch die Stromregelung stark unterdrückt wird. Dieses Ergebnis beweist, daß der Zweipunktregler die Welligkeit der Spannungen u_P und u_N vollständig ausregeln kann.

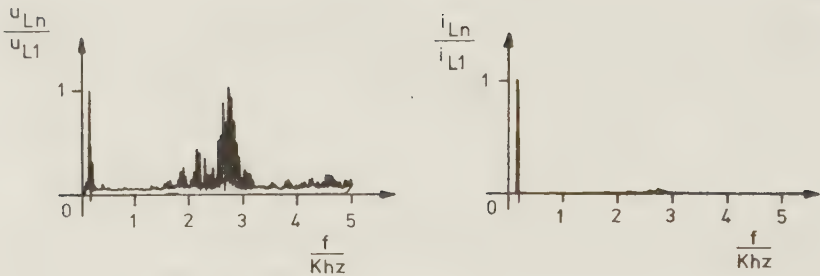


Bild 3.5 Frequenzspektrum der Lastspannung und des Laststromes zu Bild 3.4 (Simulation)

Der 3-Schalter Stromrichter hat lediglich 3 Ventile und dadurch hat er wenige Möglichkeiten, Spannung an die Last zu legen. Bei diesem Stromrichtertyp ist es unmöglich, die Netzströme zu beeinflussen, um die Stromüberschwingungen zu verkleinern. Wenn durch die Last ein Gleichstrom fließt, dann haben die Netzströme einen Gleichanteil, was eine ungünstige Belastung des Netztransformators bewirkt. Dieser Stromrichter weist außerdem eine geringe Spannungsausnutzung der Ventile auf: diese Ventile müssen die verketteten Netzspannungen sperren, während an die Last nur die Strangspannungen gelegt werden. Alle diese Probleme werden mit dem 6-Schalter Stromrichter in Brückenschaltung überwunden.

4. DER 6-SCHALTER STROMRICHTER MIT EINPHASIGER LAST

Der 6-Schalter Stromrichter in Brückenschaltung benutzt 6 Halbleiterschalter, um das dreiphasige Netz mit der einphasigen Last zu verbinden. In diesem Stromrichter gibt es mehr Möglichkeiten, die Lastspannungen zu erzeugen. Mit dieser Schaltung wird eine hohe Spannungsausnutzung der Ventile erreicht und außerdem ist es möglich, das Verhalten der Netzströme zu beeinflussen.

4.1 Regelkonzept 1 : Nur Laststromregelung

4.1.1 Das Verfahren für die Spannungsauswahl

Der 6-Schalter Stromrichter in Brückenschaltung (siehe Bild 2.4) legt die verketteten Spannungen an die Last. Bei diesem Steuerverfahren wird die positivste bzw. negativste verkettete Netzspannung an die Last geschaltet. Das bedeutet, es wird der Spannungszeiger mit der größten Komponente in Richtung der W-Achse gewählt (Bild 2.5). Bild 4.1 zeigt die Netzspannungen u_R, u_S, u_T , die positivste Strangspannung u_P , die negativste Strangspannung u_N und die positivste verkettete Spannung

$$u_{PN} = u_P - u_N \quad (4.1)$$

Es ist nützlich, die verschiedenen Spannungen in der komplexen Ebene zu betrachten. Bild 4.2 zeigt die Einteilung der komplexen Ebene in 6 Sektoren. In jedem Sektor befindet sich nur ein Spannungszeiger. Wenn der Raumzeiger $\underline{u_E}$ sich im Sektor ① befindet, dann hat der Zeiger $\underline{u_{RT}}$ die größte Komponente in Richtung der W-Achse.

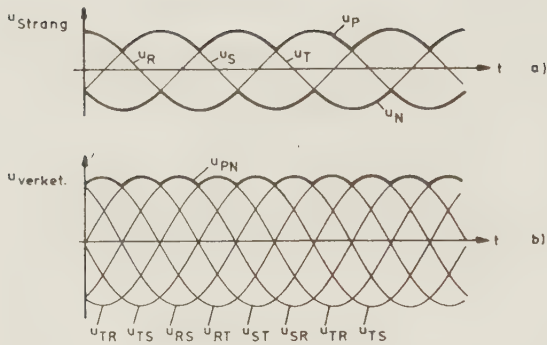


Bild 4.1 Zeitverlauf der Spannungen u_R, u_S, u_T, u_P, u_N und u_{PN}

Werden die Schalter S1 und S6 (siehe Bild 2.4) geschlossen, so erhält man die größte Netzspannung in der Last. Wenn der Raumzeiger $\underline{u}_E$ sich im Sektor ② befindet, dann muß der Spannungszeiger $\underline{u}_{ST}$ gewählt werden, um die größte Netzspannung an die Last zu legen, u.s.w. Es genügt also zu erkennen, in welchem Sektor sich der Raumzeiger $\underline{u}_E$ befindet, um zu entscheiden, welche Schalter geschlossen werden müssen, um die Spannung u_{PN} zu erzeugen.

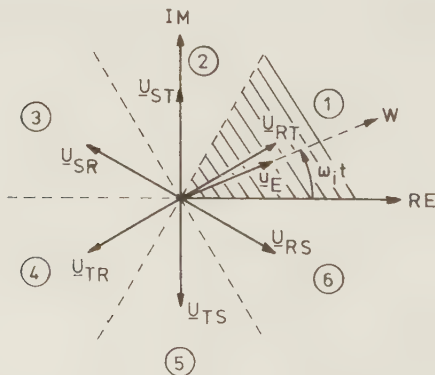


Bild 4.2 Zeiger in der komplexen Ebene

4.1.2 Die Sektorenerkennung

Um zu erkennen, in welchem Sektor sich der Raumzeiger $\underline{u}_E$ befindet, braucht man lediglich die Strangspannungen u_R , u_S und u_T . Da die gesamte Signalverarbeitung in digitaler Form geschieht, ist es vorteilhaft, ein digitales Wort mit dieser Information zu erzeugen. Hierzu werden die Strangspannungen zu drei Komparatoren geführt, welche die binären Signale

$$\left. \begin{aligned} x_R &= 1, \text{ wenn } u_R > u_S \\ x_S &= 1, \text{ wenn } u_S > u_T \\ x_T &= 1, \text{ wenn } u_T > u_R \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

erzeugen. Bild 4.3 zeigt die verschiedenen Spannungen und die entsprechenden Werte der Signale x_R , x_S und x_T .

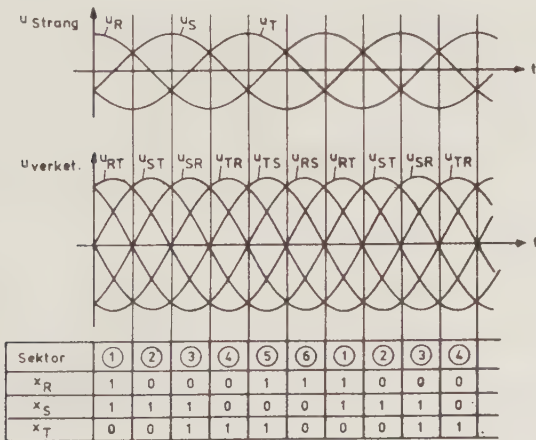


Bild 4.3 Definition der Netzzustände

4.1.3 Die Laststromregelung

Eine Möglichkeit den Laststrom zu regeln, wird im Bild 4.4 vorgestellt, wo ein Zweipunktregler für diese Aufgabe benutzt wird.

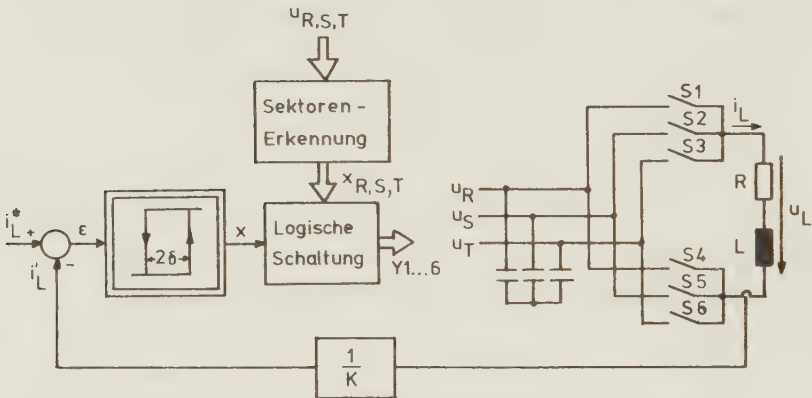


Bild 4.4 Blockschaltbild zur Laststromregelung des 6-Schalter Stromrichters

Der Zweipunktregler führt das Signal x zu einer logischen Schaltung, die die Ansteuersignale $Y_1 \dots Y_6$ für die Halbleiterschalter $S_1 \dots S_6$ erzeugt. Die Laststromregelung arbeitet nach dem folgenden Prinzip:

$$\left. \begin{array}{l} \text{wenn } \epsilon > \delta \text{ und } \dot{\epsilon} > 0, \text{ dann } x = 1 \text{ und } u_L = u_{PN} \\ \text{wenn } \epsilon < -\delta \text{ und } \dot{\epsilon} < 0, \text{ dann } x = 0 \text{ und } u_L = -u_{PN} \end{array} \right\} \quad (4.3)$$

Die Schaltung für die Sektorenerkennung enthält lediglich 3 Komparatoren: sie bekommt die Netzspannungen u_R, u_S und u_T am Eingang und gibt die binären Signale x_R, x_S und x_T am Ausgang ab.

Bild 4.5 zeigt die Lastspannung und den Laststrom des 6-Schalter Stromrichters für einen sinusförmigen Stromsollwert. Dieses Simulationsergebnis wurde für eine Lastfrequenz von $f_1 = 100$ Hz aufgenommen.

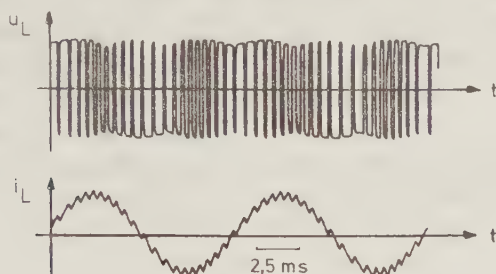


Bild 4.5 Verhalten der Lastspannung und des Laststromes bei sinusförmigem Sollwert (Simulation), $L/R = 13,2$ ms.

Die Lastspannung kommutiert ständig zwischen den Werten u_{PN} und $-u_{PN}$. Bild 4.6 zeigt das Frequenzspektrum der Lastspannung und des Laststromes unter den Bedingungen von Bild 4.5. Die 300 Hz Komponente in u_{PN} hat praktisch keinen Einfluß auf das Verhalten des Laststromes i_L .

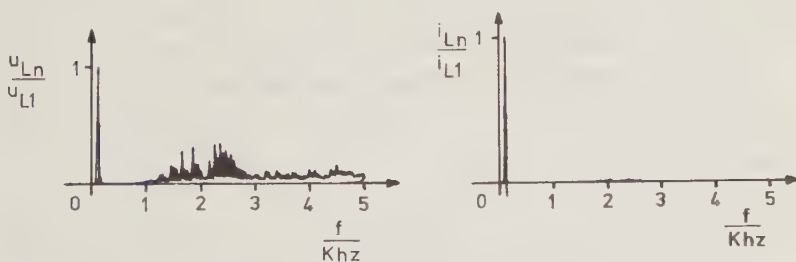


Bild 4.6 Frequenzspektrum der Lastspannung und des Laststromes zu Bild 4.5 (Simulation)

4.1.4 Verlauf des Netzstromes

In diesem Abschnitt werden die Eingangsströme des Stromrichters untersucht. Vorausgesetzt wird: a) der Strom durch die Filterkondensatoren C_F ist vernachlässigbar, b) die Lastinduktivität und die Taktfrequenz sind hoch genug, um einen glatten Laststrom zu erzeugen, c) durch die Last fließt Gleichstrom und d) die Netzinduktivität ist vernachlässigbar. Bild 4.7-a) zeigt den Laststrom, die Netzspannung u_R und den Netzstrom i_R . Die Phase R leitet den Strom I ($-I$), wenn u_R die positivste (negativste) Netzspannung ist. Die Grundwelle i_{R1} des Netzstromes i_R ist in Phase mit der Netzspannung u_R , unabhängig von der Höhe des Laststromes I .

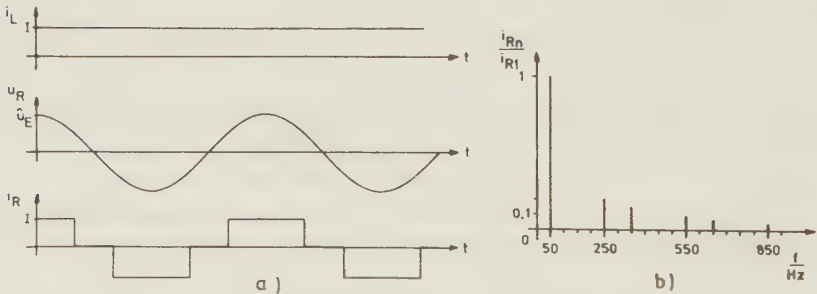


Bild 4.7 Netzstrom i_R mit Gleichstrom in der Last
a) Zeitverlauf, b) Frequenzspektrum

Die Fourierreentwicklung des in Bild 4.7 vorgestellten Stromes i_R ist:

$$i_R(t) = \frac{2\sqrt{3} I}{\pi} \left(\sin \omega_1 t - \frac{1}{5} \sin 5 \omega_1 t + \frac{1}{7} \sin 7 \omega_1 t - \dots \right) \quad (4.4)$$

Die Oberschwingungen von i_R sind in Bild 4.7-b) vorgestellt und nehmen mit $1/n$ ab. In der Praxis hat das Netz eine Kurzschlußimpedanz, die hauptsächlich induktiv ist.

Die Induktivität des Netzes und der Filterkondensator C_F bilden einen Parallelschwingkreis, der durch den Aufbau bzw. Abbau des Netzstromes i_R zu Schwingungen angeregt wird (siehe praktische Ergebnisse in Abschnitt 7.4.3). Wenn die Frequenz einer Oberschwingung des Netzstromes zu nah bei der Resonanzfrequenz des Schwingkreises liegt, können unannehmbare Schwingungen entstehen. Dieses Problem kann man vermeiden, wenn man die Netzströme so regelt, daß deren Oberschwingungen verringert werden.

4.2 Regelkonzept 2: Netz- und Laststromregelung

Die Oberschwingungen der Netzströme können reduziert werden, wenn man den Eingangsblindstrom regelt. Im Abschnitt 4.2.1 wird ein Verfahren für die Messung des Eingangsblindstromes vorgestellt. Im Abschnitt 4.2.2 wird eine Möglichkeit, den Eingangsblindstrom in gewünschter Weise zu beeinflussen, untersucht. Anschließend wird im Abschnitt 4.2.3 die Regelung des Blindstromes diskutiert.

4.2.1 Zerlegung der Netzströme in Wirk- und Blindkomponenten

Für die Eingangsstromregelung ist es notwendig, eine Größe zu haben, die proportional zur Blindleistung bzw. zum Eingangsblindstrom ist. Dies kann man bei der Analyse des Netzes mit Hilfe der Raumzeigerdarstellung [14] erreichen. Der Raumzeiger der Netzströme ist:

$$\underline{i}_E = \frac{2}{3} (\underline{i}_R + a \underline{i}_S + a^2 \underline{i}_T) \quad (4.5)$$

Der Augenblickswert der gesamten Leistung im dreiphasigen symmetrischen Netz ist:

$$p(t) = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \underline{u}_E \cdot \tilde{\underline{i}}_E \right\} \quad (4.6)$$

In einem dreiphasigen System ist diese gesamte Leistung $p(t)$ mit der Wirkleistung identisch. Bild 4.8 zeigt die Raumzeiger für die Netzspannungen und für die Netzströme. Dieses Bild zeigt auch die in Richtung des Spannungsraumzeigers orientierte W-Achse und die 90° verschobene B-Achse.

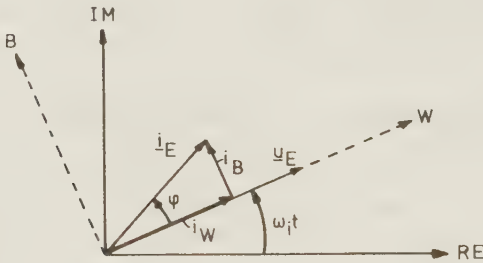


Bild 4.8 Spannung- und Stromraumzeiger in der komplexen Ebene

Gemäß Gl.(4.6) ist die Komponente des Stromraumzeigers $\underline{i}_E$, die in Richtung der W-Achse liegt (i_W), zur Wirkleistung proportional. Durch Transformation des Stromraumzeigers $\underline{i}_E$ aus dem RE-IM Koordinatensystem in das rotierende W-B System, kann man Gleichgrößen bekommen. Die Transformationsgleichung lautet:

$$\underline{i}_{ET} = \underline{i}_E e^{-j\omega_1 t} \quad (4.7)$$

Dabei ist $\underline{i}_{ET}$ der Raumzeiger des Stromes im rotierenden W-B System. Der transformierte Stromraumzeiger $\underline{i}_{ET}$ läßt sich in zwei Komponenten zerlegen.

$$\underline{i}_{ET} = i_W + j i_B \quad (4.8)$$

Der Strom i_W ist zur gesamten Wirkleistung des dreiphasigen Netzes proportional. Der Strom i_B ist zur Summe der Blindleistung der drei Phasen proportional. Um diese Tatsache deutlicher zu sehen, wird der Sonderfall sinusförmiger Ströme betrachtet:

$$\left. \begin{aligned} i_R &= \hat{i}_E \cos(\omega_1 t + \varphi) \\ i_S &= \hat{i}_E \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \\ i_T &= \hat{i}_E \cos(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3} + \varphi) \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

In diesem Fall gilt für den transformierten Strom:

$$\underline{i}_{ET} = \hat{i}_E e^{j\varphi} \quad (4.10)$$

dessen Wirk- und Blindkomponenten sind:

$$i_W = \hat{i}_E \cos \varphi \quad (4.11)$$

$$i_B = \hat{i}_E \sin \varphi \quad (4.12)$$

Gleichungen (4.11) und (4.12) zeigen, daß der Strom i_W (i_B) proportional zur Wirkleistung (Blindleistung) ist. Im Bild 4.8 kann man sehen, daß wenn i_B zu Null geregelt wird, die Netzströme und die Strangspannungen in Phase sind. Um die Ströme i_B und i_W zu berechnen, muß man die Ströme i_R , i_S und i_T messen. Aus Gleichungen (2.5), (2.6) und (4.5) erhält man:

$$\underline{i}_E = i_R + j \frac{1}{\sqrt{3}} (i_S - i_T) \quad (4.13)$$

Mit den zusätzlichen Variablen:

$$\underline{i}_E = i_\alpha + j i_\beta \quad (4.14)$$

erhält man:

$$\underline{i}_{ET} = \begin{pmatrix} i_W \\ i_B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \omega_1 t & \sin \omega_1 t \\ -\sin \omega_1 t & \cos \omega_1 t \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

In dieser Gleichung werden die Faktoren $\cos \omega_1 t$ und $\sin \omega_1 t$ benötigt. Aus der Strangspannung $u_R(t)$ erhält man direkt den $\cos \omega_1 t$, und aus der verketteten Spannung $u_{ST}(t)$ erhält man den $\sin \omega_1 t$. Bild 4.9-a) zeigt die Schaltung für die Berechnung der Ströme i_B und i_W .

Diese Schaltung enthält 3 Operationsverstärker und 4 Multiplizierer. Die Schaltung wird in dieser Arbeit durch den im Bild 4.9-b) gezeigten Block dargestellt. Wenn die Summe der Netzströme Null ist, dann braucht man nur zwei Ströme zur Berechnung von i_W und i_B zu messen.

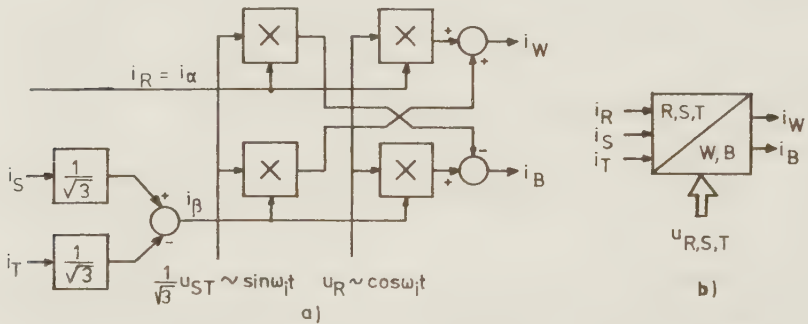


Bild 4.9 Schaltung für die Berechnung von i_W und i_B
a) Blockschaltbild, b) Symbol

4.2.2 Veränderung des Netzblindstromes

Durch Änderung des Zeitpunktes, in dem eine Phase den Laststrom übernimmt, kann der Blindanteil des Netzstromes beeinflusst werden. Bild 4.10 zeigt zwei Möglichkeiten, um die Zeitpunkte der Stromübernahme zu ändern. Für dieses Bild gelten die gleichen vereinfachenden Voraussetzungen vom Abschnitt 4.1.4. Die Grundwelle des Netzstromes i_R in Bild 4.7 ist in Phase mit der Strangspannung u_R und hat weder induktiven noch kapazitiven Charakter. Der Strom i von Bild 4.10-a) hat eine Grundwelle, die der Spannung u voreilt. Der Strom i hat in diesem Fall einen kapazitiven Charakter. Der Strom von Bild 4.10-b) hat eine Grundwelle, die der Spannung u nachhinkt. Der Strom hat also einen induktiven Charakter.

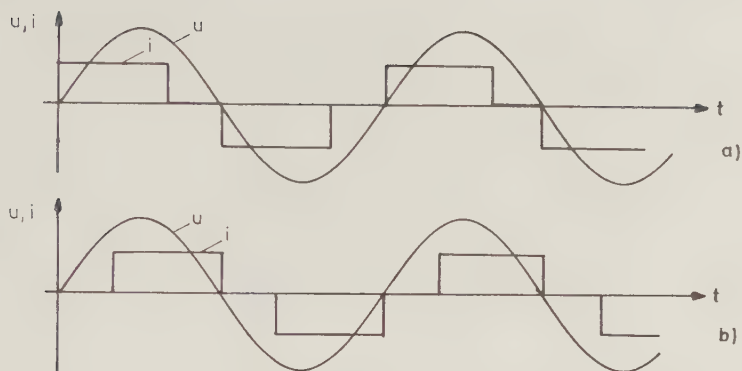


Bild 4.10 Netzströme mit a) kapazitivem, b) induktivem Charakter

In dem 6-Schalter Stromrichter (Brückenschaltung) ist es möglich, den Blindanteil der Eingangsströme zu beeinflussen, wenn man die in den Bildern 4.2 und 4.3 vorgestellten Sektoren verschiebt. Bild 4.11 zeigt eine neue Möglichkeit für die Einteilung der Netzspannungen in 6 Sektoren. Diese neue Einteilung ist 30 Grad gegenüber der im Bild 4.3 vorgestellten Version gedreht. Wenn zum Beispiel im Sektor ② die Spannung u_{RT} an die Last gelegt wird, dann leitet die Phase R im letzten Teil der positiven Halbwelle der Spannung u_R . Der Strom i_R hat also induktiven Charakter. Wenn im Sektor ② aber die Spannung u_{ST} an die Last gelegt wird, dann leitet die Phase S im ersten Teil der positiven Halbwelle der Spannung u_S . Der Strom i_S hat also einen kapazitiven Charakter. In jedem Sektor stehen zwei Spannungen zur Verfügung, um den Blindanteil der Netzströme zu beeinflussen. Es ist sehr nützlich, diese neue Einteilung der Netzspannungen in der komplexen Ebene zu betrachten. Bild 4.12 zeigt diese neue Einteilung und das rotierende W-B Koordinatensystem.

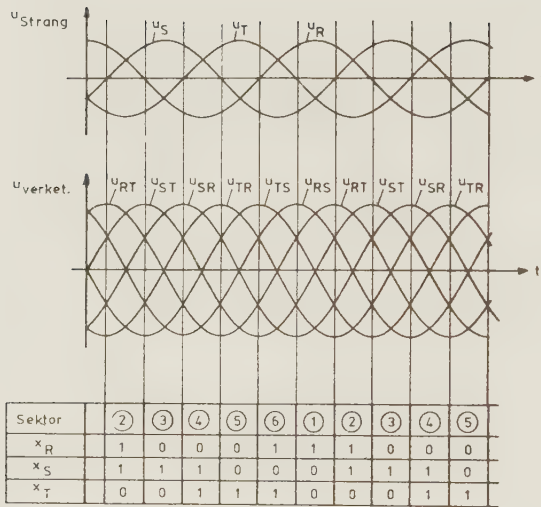


Bild 4.11 Neue Einteilung der Netzspannungen in 6 Sektoren

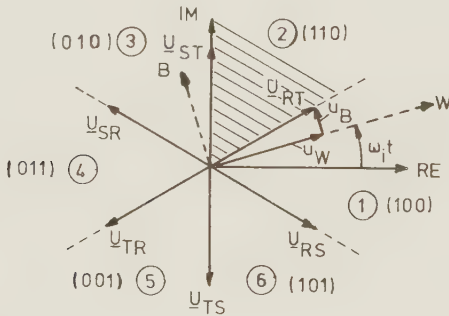


Bild 4.12 Neue Einteilung der Netzspannungen in der komplexen Ebene

Jeder Sektor wird von 2 Spannungszeigern begrenzt. Bild 4.12 zeigt außerdem, daß jeder Zeiger in zwei Komponenten zerlegt werden kann: eine Wirkkomponente u_W und eine Blindkomponente u_B . Wenn zum Beispiel der Raumzeiger $\underline{u}_E$ sich im Sektor ① befindet, dann kann man die Spannungen $\underline{U}_{RT}$ oder $\underline{U}_{RS}$ an die Last legen. Diese Spannungen werden gewählt, weil sie die größte Komponente u_W haben, was die größte Lastspannung bedeutet. Der Spannungszeiger $\underline{U}_{RT}$ hat eine positive Blindspannung u_B , was einen kapazitiven Netzstrom zur Folge hat. Der Spannungszeiger $\underline{U}_{RS}$ hat dagegen eine negative Blindspannung u_B , die einen induktiven Netzstrom aufbaut. Wenn man in jedem Sektor den Spannungszeiger mit einer positiven (negativen) Blindspannung u_B an die Last legt, dann erhält man die in Bild 4.13-a) (4.13-b)) vorgestellte Lastspannung u_L und der Netzstrom hat einen kapazitiven (induktiven) Charakter.

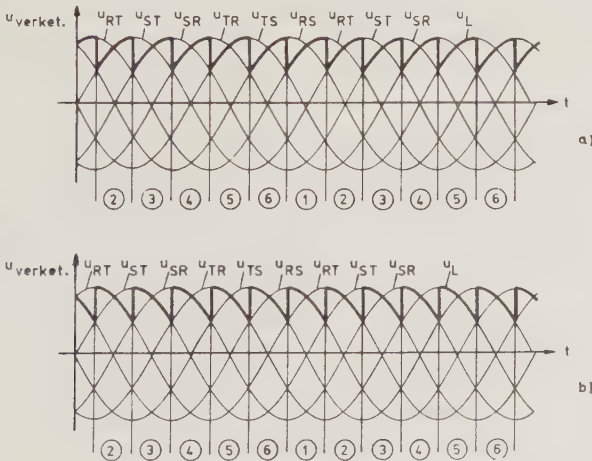


Bild 4.13 Zeitverläufe der Lastspannung u_L für
a) kapazitiven b) induktiven Netzstrom

Man sieht, daß die Lastspannungen von Bild 4.13 einen kleineren Mittelwert als die Lastspannung u_{PN} (siehe Bild 4.1) haben.

Die 6 Sektoren von Bild 4.12 kann man mit 3 Komparatoren und den Strangspannungen u_R , u_S und u_T einteilen. Diese Komparatoren erzeugen die Signale:

$$\left. \begin{aligned} x_R &= 1, \text{ wenn } u_R > 0 \\ x_S &= 1, \text{ wenn } u_S > 0 \\ x_T &= 1, \text{ wenn } u_T > 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

Bild 4.11 zeigt die Netzspannungen, die 6 Sektoren und die entsprechenden Werte der Signale x_R , x_S und x_T .

4.2.3 Die Regelung der Netz- und Lastströme

Es wurde eine Schaltung entwickelt, um gleichzeitig Last- und Netzströme des Stromrichters regeln zu können. Bild 4.14 zeigt das Prinzipschaltbild dieser Schaltung, deren Kern ein Speicher (EPROM) ist. In diesem Speicher befinden sich die Ansteuersignale $Y1 \dots Y6$ für die Schalter $S1 \dots S6$. Die Netzzustände und die zwei Regelschleifen erzeugen verschiedene Variablen, die im digitalen Wort $x_R \ x_S \ x_T \ x_B$ zusammengefaßt werden. Dieses 5 Bit-Wort bestimmt die Adressen des Speichers, wo die Ansteuersignale für die Halbleiterschalter gespeichert sind. Die im Abschnitt 4.2.1 vorgestellte Schaltung dient dazu, den Blindanteil i_B der Eingangsströme zu messen. Es wird ein Sollwert $i_B^* = 0$ vorgegeben, um in jedem Zeitpunkt die Netzspannung und den Netzstrom in Phase zu halten. Die Variable x_B am Ausgang der Zweipunktreglers bedeutet:

$$\begin{aligned} x_B &= 1, \text{ wenn man kapazitive und} \\ x_B &= 0, \text{ wenn man induktive} \end{aligned}$$

Netzströme haben will. Die im Abschnitt 4.2.2 beschriebene Schaltung für die Sektorenerkennung führt die Vari-

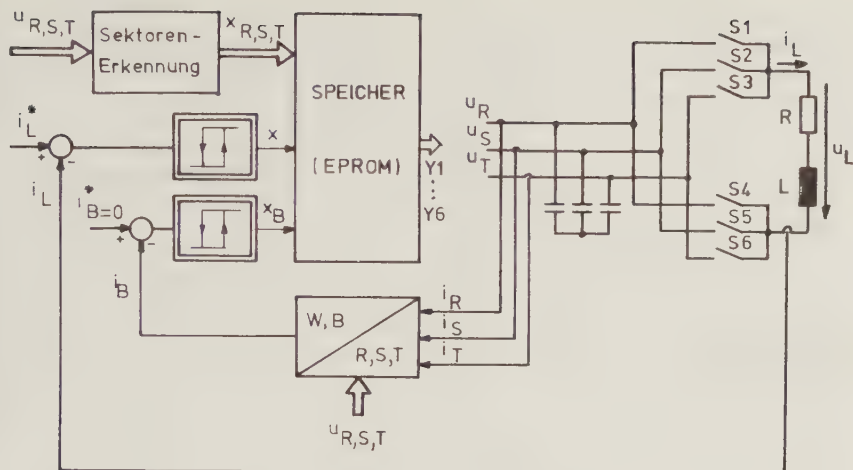


Bild 4.14 Prinzipschaltbild der Netz- und Laststromregelung

ablen x_R , x_S und x_T zum Speicher. Diese 3 Variablen entscheiden im Zusammenhang mit x_B , welche verkettete Netzspannung an die Last gelegt werden muß, um den Blindstrom i_B in der gewünschten Weise zu beeinflussen. Die Schleife für die Laststromregelung gibt am Ausgang des Zweipunktreglers die Variable x ab, mit der die Polarität der Lastspannung u_L bestimmt wird. Wenn $x = 1$ ist, dann muß i_L ansteigen und dafür braucht man eine positive Lastspannung u_L . Wenn $x = 0$, dann muß i_L sinken, wofür eine negative Lastspannung u_L benötigt wird. Tabelle 4.1 zeigt den Zusammenhang zwischen den Variablen x_R , x_S , x_T , x , x_B , der Lastspannung und den Ansteuersignalen $Y1 \dots Y6$ für die Halbleiterschalter. Im Sektor ① zum Beispiel liefert die Schaltung für die Sektorenerkennung die Signale $x_R \ x_S \ x_T = 100$. Wenn außerdem $x_B = 0$ ist, dann wird die Netzspannung u_{RS} an die Last gelegt, weil diese Spannung eine Blindkomponente $u_B < 0$ hat, was einen induktiven Blindanteil des Netzstromes zur Folge hat. Wenn $x = 1$ ist, dann gilt $u_L = u_{RS}$: der Laststrom steigt an. Wenn aber $x = 0$ ist, dann gilt $u_L = u_{SR}$: der Laststrom sinkt.

Sektor	x_R	x_S	x_T	x	x_B	u_L	Y6	Y5	Y4	Y3	Y2	Y1
5	0	0	1	0	0	u_{RT}	1	0	0	0	0	1
	0	0	1	0	1	u_{ST}	1	0	0	0	1	0
	0	0	1	1	0	u_{TR}	0	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	1	u_{TS}	0	1	0	1	0	0
3	0	1	0	0	0	u_{TS}	0	1	0	1	0	0
	0	1	0	0	1	u_{RS}	0	1	0	0	0	1
	0	1	0	1	0	u_{ST}	1	0	0	0	1	0
	0	1	0	1	1	u_{SR}	0	0	1	0	1	0
4	0	1	1	0	0	u_{RS}	0	1	0	0	0	1
	0	1	1	0	1	u_{RT}	1	0	0	0	0	1
	0	1	1	1	0	u_{SR}	0	0	1	0	1	0
	0	1	1	1	1	u_{TR}	0	0	1	1	0	0
1	1	0	0	0	0	u_{SR}	0	0	1	0	1	0
	1	0	0	0	1	u_{TR}	0	0	1	1	0	0
	1	0	0	1	0	u_{RS}	0	1	0	0	0	1
	1	0	0	1	1	u_{RT}	1	0	0	0	0	1
6	1	0	1	0	0	u_{ST}	1	0	0	0	1	0
	1	0	1	0	1	u_{SR}	0	0	1	0	1	0
	1	0	1	1	0	u_{TS}	0	1	0	1	0	0
	1	0	1	1	1	u_{RS}	0	1	0	0	0	1
2	1	1	0	0	0	u_{TR}	0	0	1	1	0	0
	1	1	0	0	1	u_{TS}	0	1	0	1	0	0
	1	1	0	1	0	u_{RT}	1	0	0	0	0	1
	1	1	0	1	1	u_{ST}	1	0	0	0	1	0

Tabelle 4.1 Ansteuertabelle zur Regelung der Netz- und Lastströme des 6-Schalter Stromrichters

4.2.4 Verlauf des Netzstromes

Mit diesem Regelkonzept erhält man geringere Oberschwingungen in den Netzströmen. Bild 4.15 zeigt den neuen Eingangsstrom unter den Voraussetzungen von Abschnitt 4.1.4. Der Netzstrom hat jetzt näherungsweise einen trapezförmigen Verlauf. Dies bedeutet, daß der Eingangsschwingkreis nicht so stark angeregt wird.

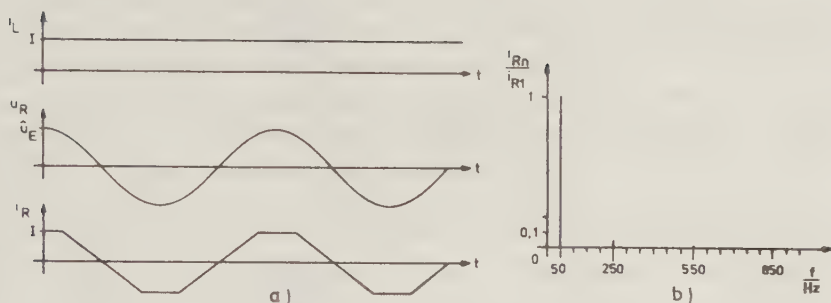


Bild 4.15 Idealisierte Last- und Netzströme mit Eingangsstromregelung a) Zeitverlauf, b) Frequenzspektrum des Netzstromes i_R

Die Fourierentwicklung des in Bild 4.15-a) dargestellten Netzstromes i_R ist:

$$i_R(t) = \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} \frac{I}{I} \left(\sin \omega_1 t - \frac{1}{5^2} \sin 5\omega_1 t + \frac{1}{7^2} \sin 7\omega_1 t - \dots \right) \quad (4.17)$$

Man kann an (4.17) erkennen, daß diese Oberschwingungen mit $1/n^2$ abnehmen. Bild 4.15-b) zeigt das Frequenzspektrum des Netzstromes i_R . Man erkennt in diesem Bild, daß die erste und stärkste Oberschwingung lediglich 4% beträgt und, daß die höheren Oberschwingungen praktisch vernachlässigbar sind.

5. DER DREIPHASIGE STROMRICHTER

Der dreiphasige 9-Schalter Stromrichter wird bei der Drehzahlregelung einer Asynchronmaschine verwendet. Für diese Aufgabe ist es vorteilhaft, die Asynchronmaschine mit eingepprägten Strömen zu speisen, weil auf diese Weise die Regelstruktur einfacher wird. Aus diesem Grund wird in diesem Kapitel ein Regelverfahren vorgestellt, das es ermöglicht, die Ströme der Asynchronmaschine zu regeln.

Das Verfahren der Feldorientierung [19] macht es möglich, die Ständerströme in eine feldbildende und eine drehmomentbildende Komponente zu zerlegen. Grundidee des in diesem Kapitel beschriebenen Verfahrens ist es, den feldbildenden und drehmomentbildenden Strom getrennt zu regeln. Um zu entscheiden, welche Halbleiterschalter leiten müssen, werden die Zustände der Stromregler, die Lage des Motorfeldes und die Zustände des dreiphasigen Netzes berücksichtigt.

5.1 Laststromregelung in einem rotierenden Koordinatensystem

5.1.1 Mathematisches Modell der Asynchronmaschine

Für die Stromregelung ist es notwendig, die Beziehung zwischen den Spannungen und Strömen im Ständer der Asynchronmaschine zu bestimmen.

Im Folgenden werden vorausgesetzt: a) die Maschine ist völlig symmetrisch aufgebaut, b) die Felder sind räumlich sinusförmig verteilt und c) die Eisenverluste und Eisensättigung sind vernachlässigbar.

Bild 5.1 zeigt die schematische Darstellung einer Asynchronmaschine, in der die räumlich verteilten Wicklungen in den jeweiligen Wicklungsachsen dargestellt sind.

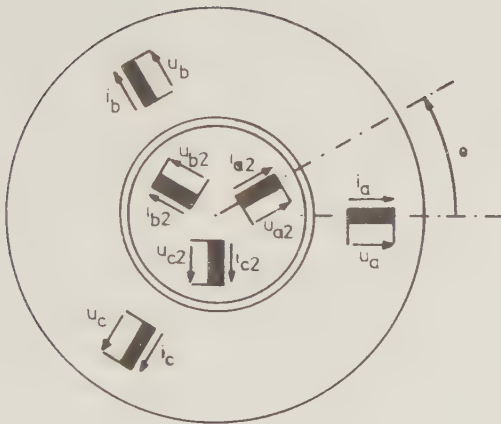


Bild 5.1 Schematische Darstellung der Wicklungen einer Asynchronmaschine ($Z_p = 1$)

Die Spannungsgleichungen für die Phasen a,b,c des Ständers sind:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= R_1 i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_b &= R_1 i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_c &= R_1 i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

Für den Läufer hat man:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= R_2 i_{a2} + \frac{d\psi_{a2}}{dt} \\ 0 &= R_2 i_{b2} + \frac{d\psi_{b2}}{dt} \\ 0 &= R_2 i_{c2} + \frac{d\psi_{c2}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

Die entsprechenden Raumzeiger sind [14]:

$$\left. \begin{aligned} \underline{u}_1 &= \frac{2}{3} (u_a + \underline{a} u_b + \underline{a}^2 u_c) \\ \underline{\psi}_1 &= \frac{2}{3} (\psi_a + \underline{a} \psi_b + \underline{a}^2 \psi_c) \\ \underline{i}_1 &= \frac{2}{3} (i_a + \underline{a} i_b + \underline{a}^2 i_c) \\ \underline{\psi}_2 &= \frac{2}{3} (\psi_{a2} + \underline{a} \psi_{b2} + \underline{a}^2 \psi_{c2}) \\ \underline{i}_2 &= \frac{2}{3} (i_{a2} + \underline{a} i_{b2} + \underline{a}^2 i_{c2}) \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

Mit der Definition (5.3) kann man die Spannungsgleichungen (5.1) und (5.2) zu den folgenden Gleichungen zusammenfassen:

$$\underline{u}_1 = R_1 \underline{i}_1 + \frac{d\underline{\psi}_1}{dt} \quad (\text{ständerfest}) \quad (5.4)$$

$$0 = R_2 \underline{i}_2 + \frac{d\underline{\psi}_2}{dt} \quad (\text{läuferfest}) \quad (5.5)$$

Mit den Flüssen:

$$\underline{\psi}_1 = L_1 \underline{i}_1 + L_h \underline{i}_2 e^{j\theta} \quad (5.6)$$

$$\underline{\psi}_1 = L_2 \underline{i}_2 + L_h \underline{i}_1 e^{-j\theta} \quad (5.7)$$

mit L_1 : Ständerinduktivität, L_2 : Läuferinduktivität, L_h : Hauptinduktivität, R_1 : Ständerwiderstand, R_2 : Läuferwiderstand, θ : Läuferstellungswinkel. Um das Zusammenwirken zwischen Ständer und Läufer zu studieren, ist es vorteilhaft, alle Vektoren (Gl. (5.4) und (5.5)) in einem gemeinsamen Koordinatensystem darzustellen. Die Lage und Winkelgeschwindigkeit dieses Koordinatensystems kann frei gewählt werden. In dieser Arbeit ist es günstig, die Vektoren auf ein feldfestes, mit der Winkelgeschwindigkeit $\omega_S = d\gamma/dt$ (γ : Lage des Feldes gegenüber dem Ständer) rotierendes Koordinatensystem zu transformieren. So erhält man [20]:

$$\underline{u}_{1T} = R_1 \underline{i}_{1T} + \frac{d\underline{\psi}_{1T}}{dt} + j \underline{\psi}_{1T} \omega_S \quad (5.8)$$

$$\underline{0} = R_{2\underline{1}2T} + \frac{d\underline{\psi}}{dt} \underline{2T} + j\underline{\psi}_{2T} \omega_2 \quad (5.9)$$

mit ω_2 : Läuferfrequenz. Für die Flußgleichung gilt:

$$\underline{\psi}_{1T} = L_1 \underline{i}_{1T} + L_h \underline{i}_{2T} \quad (5.10)$$

$$\underline{\psi}_{2T} = L_{2\underline{1}2T} + L_h \underline{i}_{1T} \quad (5.11)$$

Trennt man die Gleichungen (5.8) bis (5.11) nach Realteil (Index "x") und Imaginärteil (Index "y") auf, so ergibt sich:

$$u_{1x} = R_{1\underline{1}1x} + \frac{d\underline{\psi}_{1x}}{dt} - \omega_s \underline{\psi}_{1y} \quad (5.12-a)$$

$$u_{1y} = R_{1\underline{1}1y} + \frac{d\underline{\psi}_{1y}}{dt} + \omega_s \underline{\psi}_{1x} \quad (5.12-b)$$

$$0 = R_{2\underline{1}2x} + \frac{d\underline{\psi}_{2x}}{dt} - \omega_2 \underline{\psi}_{2y} \quad (5.12-c)$$

$$0 = R_{2\underline{1}2y} + \frac{d\underline{\psi}_{2y}}{dt} + \omega_2 \underline{\psi}_{2x} \quad (5.12-d)$$

Für die Flußverkettungen erhält man:

$$\underline{\psi}_{1x} = L_1 \underline{i}_{1x} + L_h \underline{i}_{2x} \quad (5.13-a)$$

$$\underline{\psi}_{1y} = L_1 \underline{i}_{1y} + L_h \underline{i}_{2y} \quad (5.13-b)$$

$$\underline{\psi}_{2x} = L_{2\underline{1}2x} + L_h \underline{i}_{1x} \quad (5.13-c)$$

$$\underline{\psi}_{2y} = L_{2\underline{1}2y} + L_h \underline{i}_{1y} \quad (5.13-d)$$

Definiert man die Variablen:

$$\sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_1 L_2} \quad (5.14)$$

$$\bar{R} = R_1 + \frac{L_h^2}{L_2} R_2 \quad (5.15)$$

und eliminiert man die Variablen i_{2T} und ψ_{1T} in der Gleichungen (5.8) bis (5.13), so erhält man die Zustandsgleichungen der Asynchronmaschine:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{1x}}{dt} \\ \frac{di_{1y}}{dt} \\ \frac{d\psi_{2x}}{dt} \\ \frac{d\psi_{2y}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-\bar{R}}{\sigma L_1} & \omega_S & \frac{L_h R_2}{\sigma L_1 L_2^2} & \frac{L_h \omega_n}{\sigma L_1 L_2} \\ -\omega_S & \frac{-\bar{R}}{\sigma L_1} & \frac{-L_h \omega_n}{\sigma L_1 L_2} & \frac{L_h R_2}{\sigma L_1 L_2^2} \\ \frac{R_2 L_h}{L_2} & 0 & \frac{-R_2}{L_2} & \omega_2 \\ 0 & \frac{R_2 L_h}{L_2} & -\omega_2 & \frac{-R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1x} \\ i_{1y} \\ \psi_{2x} \\ \psi_{2y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1x} \\ u_{1y} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Für die Regelung ist es wichtig, den Zusammenhang zwischen Spannung und Strom in jeder Achse zu finden. Bild 5.2 zeigt diese Beziehung in Form von Blockschaltbildern. In beiden Achsen erhält man den Strom aus der Spannung durch ein einfaches VZ_1 -Glied. Es gibt zusätzliche Terme, die durch die Verkopplung der Achsen entstehen.

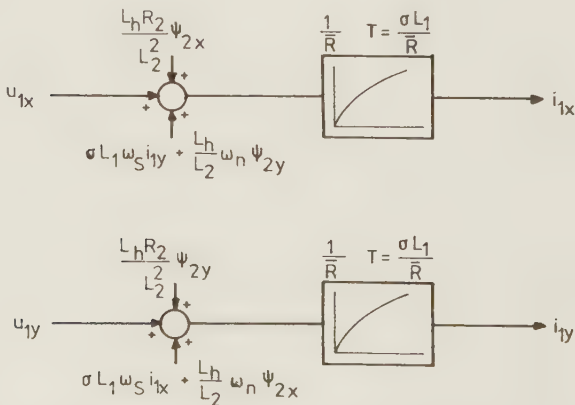


Bild 5.2 Blockschaltbild der Asynchronmaschine

5.1.2 Die Grundlagen der Stromregelung

Für die Drehzahlregelung der Asynchronmaschine erweist es sich als sehr nützlich, die Ständerströme i_{1x} und i_{1y} voneinander getrennt zu regeln. Bild 5.2 zeigt, daß die Achsen x und y stark verkoppelt sind. Eine Möglichkeit, die Stromregelung zu verwirklichen, besteht darin, mit Hilfe von Entkopplungsnetzwerken die bei der Regelung nicht benötigten Variablen zu kompensieren, so daß die Gleichungen der Maschine vereinfacht werden [21]. Damit erhält man zwei einfache Regelkreise, die mit den Methoden der linearen Regelungstechnik optimiert werden können. Dieses Verfahren ist durch einen größeren schaltungstechnischen Aufwand bei der Realisierung des Entkopplungsnetzwerkes gekennzeichnet.

Das in dieser Arbeit vorgestellte Regelverfahren benutzt Zweipunktregler statt lineare Regler mit Entkopplungsnetzwerken. Zweipunktregler wurden aus folgenden Gründen gewählt:

- a) Der Zweipunktregler besitzt eine sehr hohe differentielle Verstärkung und dadurch ist er in der Lage, Störungen schnell und wirksam auszuregeln.
- b) Der Zweipunktregler ist unempfindlich gegenüber Parameteränderungen im Regelkreis. Hingegen muß ein PI-Regler für einen bestimmten Arbeitspunkt eingestellt werden; nach Änderung von einigen Parametern zeigt sich eine Verschlechterung des dynamischen Verhaltens.
- c) Durch die Arbeitsweise des Zweipunktreglers entfallen zusätzliche Schaltungen für die Modulation.

In dieser Arbeit wird ein Zweipunktregler für jede Achse (x und y) benutzt, wie im Bild 5.3 gezeigt wird. Die Verkopplungen zwischen den Achsen x und y werden wie Störungen betrachtet, deren Folgen durch die hohe differentielle Verstärkung des Zweipunktreglers vermindert werden.

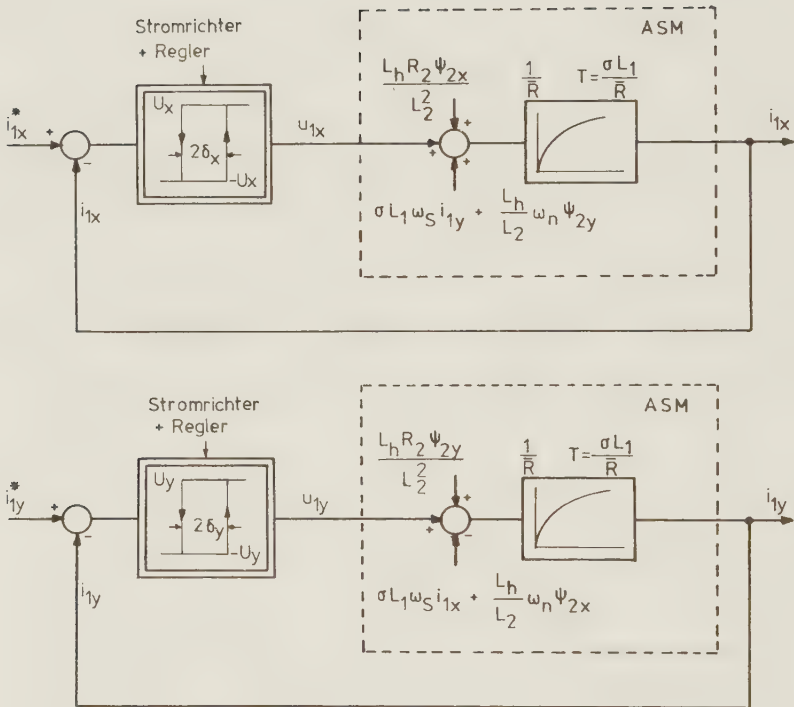


Bild 5.3 Das Prinzip der Regelung der Ströme i_{1x} und i_{1y}

Das nichtlineare Glied in der x-Achse ersetzt den Stromrichter plus Zweipunktregler. Die Spannung u_{1x} kann den positiven Wert U_x oder den negativen Wert $-U_x$ annehmen. Die Regelschleife für die x-Achse arbeitet nach dem folgenden Prinzip:

$$\left. \begin{array}{l} \text{wenn } \epsilon_x > \delta_x \text{ und } \dot{\epsilon}_x > 0, \text{ dann } x_x = 1 \text{ und } u_{1x} = U_x \\ \text{wenn } \epsilon_x < -\delta_x \text{ und } \dot{\epsilon}_x < 0, \text{ dann } x_x = 0 \text{ und } u_{1x} = -U_x \end{array} \right\} (5.17)$$

Für die y-Achse gilt:

$$\left. \begin{array}{l} \text{wenn } \varepsilon_y > \delta_y \text{ und } \dot{\varepsilon}_y > 0, \text{ dann } x_y = 1 \text{ und } u_{1y} = U_y \\ \text{wenn } \varepsilon_y < -\delta_y \text{ und } \dot{\varepsilon}_y < 0, \text{ dann } x_y = 0 \text{ und } u_{1y} = -U_y \end{array} \right\} \quad (5.18)$$

Die Variablen x_x und x_y werden von den Zweipunktreglern der Achsen x und y abgegeben. Die Hysteresebreiten δ_x und δ_y können getrennt voneinander eingestellt werden. Mit diesem einfachen Verfahren ist es möglich, die Ströme i_{1x} und i_{1y} mit den Spannungen u_{1x} und u_{1y} zu regeln. Das Verfahren für die Erzeugung dieser beiden Spannungen wird im nächsten Abschnitt vorgestellt.

5.1.3 Das Modulationsverfahren für die Ständerspannungen

Für die im Abschnitt 5.1.2 beschriebene Regelung werden die Spannungen u_{1x} und u_{1y} benötigt. An den Klemmen der Maschine stehen jedoch die Spannungen u_a , u_b und u_c zur Verfügung. Die Beziehung zwischen den Spannungen u_{1x} , u_{1y} und u_a , u_b und u_c wird in diesem Abschnitt ermittelt.

Im Folgenden wird vorausgesetzt, daß der Stromrichter eine positive Spannung u_+ und eine negative Spannung u_- an die Last legen kann. Um die Analyse zu vereinfachen und um die Grundideen hervorzuheben, wird außerdem vorausgesetzt, daß

$$|u_+| = |u_-| = U \quad (5.19)$$

gilt. Es gibt 3 Ständerklemmen. An jede Klemme kann man zwei unterschiedliche Spannungen legen. Dann erhält man insgesamt 2^3 Raumzeiger für den Ständer des Motors. Jeder Ständerraumzeiger wird durch den Vektor $\underline{x} = (x_a, x_b, x_c)$ gekennzeichnet. Wenn $x_a = x_b = x_c = 1$ gilt, dann wird die Spannung u_+ an die Klemmen a, b und c gelegt. Hat man dagegen $x_a = x_b = x_c = 0$ gewählt, dann wird die Spannung u_- an die Klemmen a, b und c gelegt. Bild 5.4-a) zeigt die in Richtung der Phase a orientierte α -Achse und Bild 5.4-b) stellt die verschiedenen Raumzeiger der Ständerspannungen dar.

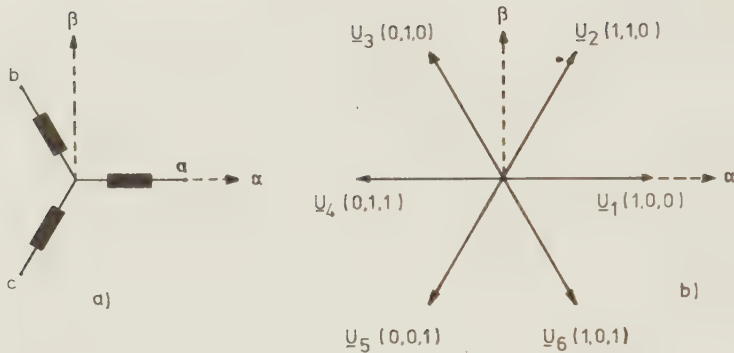


Bild 5.4 Definition der Ständerraumzeiger

Die Spannungszeiger $\underline{U}_7$ und $\underline{U}_8$ erhält man durch die Kombinationen $(1,1,1)$ und $(0,0,0)$. Diese werden Nullspannungszeiger genannt, weil in diesen beiden Fällen der Ständer kurzgeschlossen wird. Wie die Ständerraumzeiger gewonnen werden, erklärt sich besser mit einem Beispiel.

Beispiel: Der Zeiger $\underline{U}_1$ (siehe Bild 5.4-b) wird durch den Vektor $(x_a, x_b, x_c) = (1,0,0)$ gekennzeichnet, was $u_a = u_+$, $u_b = u_-$ und $u_c = u_-$ entspricht. Mit der Definition von Gleichung (5.3) erhält man:

$$\underline{U}_1 = \frac{2}{3} (u_+ + \underline{a} u_- + \underline{a}^2 u_-) \quad (5.20)$$

Aus den Gleichungen (2.5), (2.6), (5.19) und (5.20) ergibt sich:

$$\underline{U}_1 = \frac{4}{3} U \quad (5.21)$$

was einen in der α -Achse liegenden Vektor darstellt. Auf diese Weise werden die anderen Spannungszeiger ermittelt.

Im Folgenden wird die im Bild 5.4 vorgestellte komplexe Ebene in 6 Sektoren geteilt. Bild 5.5 zeigt die 6 Sektoren der komplexen Ebene und das rotierende x , y -Koordinatensystem.

Jeder Sektor ist durch zwei Raumzeiger begrenzt. Sektor ①, z.B., wird durch die Raumzeiger $\underline{U}_1$ und $\underline{U}_2$ begrenzt. Sektor ⑥ wird durch die Raumzeiger $\underline{U}_1$ und $\underline{U}_6$ begrenzt, usw.

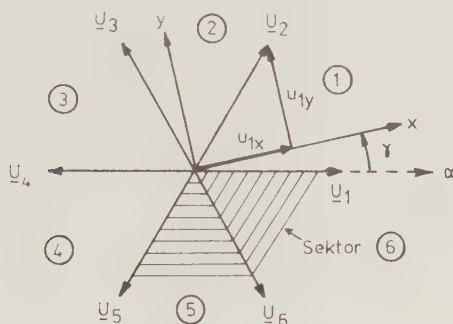


Bild 5.5 Die 6 Sektoren der komplexen Ebene

Um zu entscheiden, welcher Raumzeiger an die Maschine gelegt wird, muß man wissen, in welchem Sektor sich die mit der Geschwindigkeit ω_s rotierende x-Achse befindet. Diese Information ist im Winkel γ enthalten. Bei der feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine braucht man ohnehin den Winkel γ , um die Drehzahlregelung durchführen zu können. In dieser Arbeit wird der Winkel γ auch für die Stromregelung benutzt. Bild 5.5 zeigt, daß jeder Raumzeiger eine Komponente in der x-Achse und eine Komponente in der y-Achse hat. Diese Komponenten sind die Spannungen u_{1x} und u_{1y} , die für die Stromregelung benötigt werden. Aus diesem Grund wird an die Last der Raumzeiger gelegt, der die gewünschte Komponente u_{1x} und u_{1y} aufweist. In dieser Arbeit werden die Raumzeiger $\underline{U}_7$ und $\underline{U}_8$ nicht verwendet, um das Steuerverfahren und die entsprechende Signalverarbeitung zu vereinfachen. Nun wird ein Verfahren vorgestellt, das eine große Komponente in Richtung der x-Achse erzeugt. Das Verfahren für die Spannungsauswahl kann man anhand eines Beispiels besser verstehen.

Beispiel: Die x-Achse befindet sich im Sektor①(siehe Bild 5.5). Der Stromregler für die x-Achse verlangt, daß der Strom i_{1x} ansteigt und der Stromregler für die y-Achse verlangt, daß der Strom i_{1y} sinken soll. Die Zeiger $\underline{U}_3$ und $\underline{U}_6$ haben eine sehr kleine Komponente in Richtung der x-Achse und deswegen werden sie nicht benutzt, wenn die x-Achse sich im Sektor①befindet. Im Sektor① kommen also nur die Raumzeiger $\underline{U}_1$, $\underline{U}_2$, $\underline{U}_4$ und $\underline{U}_5$ in Frage. Legt man die Spannung $\underline{U}_2$ an die Maschine, so erhält man die Komponenten $u_{1x} > 0$ und $u_{1y} > 0$, was ein Ansteigen der Ströme i_{1x} und i_{1y} zur Folge hat. Legt man die Spannung $\underline{U}_4$ an die Maschine, dann erhält man $u_{1x} < 0$ und $u_{1y} > 0$, was eine Verkleinerung von i_{1x} und eine Erhöhung von i_{1y} bewirkt. Bei Anlegen der Spannung $\underline{U}_5$ an die Maschine erhält man $u_{1x} < 0$ und $u_{1y} < 0$; die Ströme i_{1x} und i_{1y} sinken. Gibt man anschließend die Spannung $\underline{U}_1$ an die Maschine, dann erhält man $u_{1x} > 0$ und $u_{1y} < 0$, womit sich i_{1x} erhöht und i_{1y} verkleinert. Als Lösung obiger Aufgabenstellung ergibt sich, daß der Raumzeiger $\underline{U}_1$ an die Last gelegt werden muß.

In gleicher Weise werden die Spannungszeiger für die anderen Sektoren gewählt. Tabelle 3.1 zeigt die verschiedenen Spannungszeiger in Abhängigkeit von den Sektoren und von den Variablen x_x und x_y der Stromregelkreise. Es ist interessant, die Spannungen u_{1x} und u_{1y} näher zu untersuchen. Offensichtlich sind diese Spannungen Funktionen von x_x , x_y und dem Winkel γ , wie im Bild 5.6 gezeigt wird. Hier kann man sehen, daß die Spannungen u_{1x} und u_{1y} sich stark in Abhängigkeit von γ ändern. Die Änderung in u_{1x} und u_{1y} wirken wie Störungen für die Stromregelung. Für den Mittelwert der Spannung u_{1x} gilt:

$$\bar{u}_{1x} = \frac{6}{2\pi} \frac{4}{3} U \int_{30^\circ}^{90^\circ} \sin \gamma \, d\gamma = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U = 1,1 U \quad (5.22)$$

Sektor	x_y	x_x	Zeiger	x_a	x_b	x_c	u_a	u_b	u_c
1	0	0	$\underline{u}_5$	0	0	1	u_-	u_-	u_+
	0	1	$\underline{u}_1$	1	0	0	u_+	u_-	u_-
	1	0	$\underline{u}_4$	0	1	1	u_-	u_+	u_+
	1	1	$\underline{u}_2$	1	1	0	u_+	u_+	u_-
2	0	0	$\underline{u}_6$	1	0	1	u_+	u_-	u_+
	0	1	$\underline{u}_2$	1	1	0	u_+	u_+	u_-
	1	0	$\underline{u}_5$	0	0	1	u_-	u_-	u_+
	1	1	$\underline{u}_3$	0	1	0	u_-	u_+	u_-
3	0	0	$\underline{u}_1$	1	0	0	u_+	u_-	u_-
	0	1	$\underline{u}_3$	0	1	0	u_-	u_+	u_-
	1	0	$\underline{u}_6$	1	0	1	u_+	u_-	u_+
	1	1	$\underline{u}_4$	0	1	1	u_-	u_+	u_+
4	0	0	$\underline{u}_2$	1	1	0	u_+	u_+	u_-
	0	1	$\underline{u}_4$	0	1	1	u_-	u_+	u_+
	1	0	$\underline{u}_1$	1	0	0	u_+	u_-	u_-
	1	1	$\underline{u}_5$	0	0	1	u_-	u_-	u_+
5	0	0	$\underline{u}_3$	0	1	0	u_-	u_+	u_-
	0	1	$\underline{u}_5$	0	0	1	u_-	u_-	u_+
	1	0	$\underline{u}_2$	1	1	0	u_+	u_+	u_-
	1	1	$\underline{u}_6$	1	0	1	u_+	u_-	u_+
6	0	0	$\underline{u}_4$	0	1	1	u_-	u_+	u_+
	0	1	$\underline{u}_6$	1	0	1	u_+	u_-	u_+
	1	0	$\underline{u}_3$	0	1	0	u_-	u_+	u_-
	1	1	$\underline{u}_1$	1	0	0	u_+	u_-	u_-

Tabelle 5.1 Spannungszeiger in Abhängigkeit von Sektor
und x_x, x_y

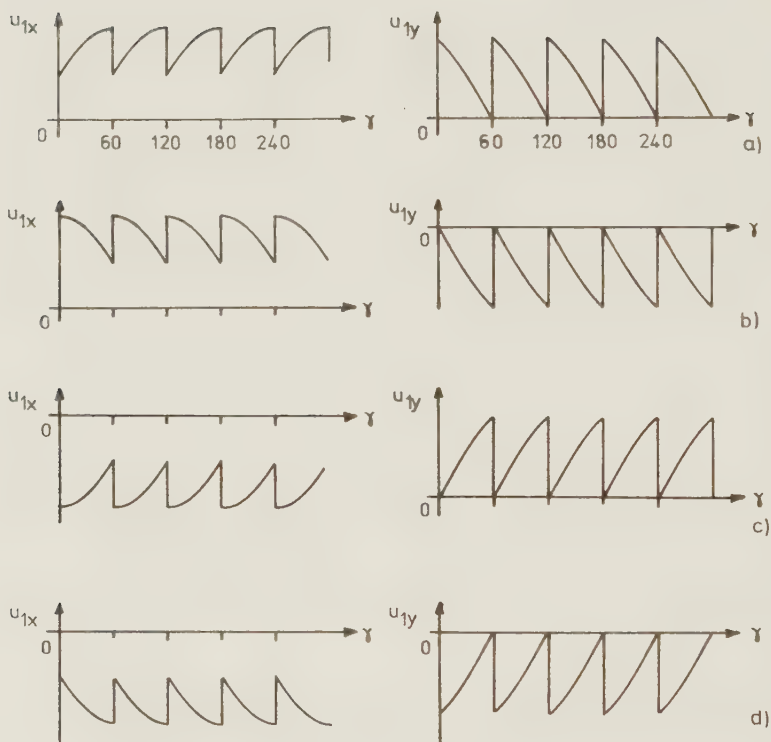


Bild 5.6 Verlauf der Spannungen u_{1x} und u_{1y} in Abhängigkeit von γ für: a) $x_x = 1, x_y = 1$; b) $x_x = 1, x_y = 0$; c) $x_x = 0, x_y = 1$ und d) $x_x = 0, x_y = 0$

Für den Mittelwert der Spannung u_{1y} hat man:

$$\bar{u}_{1y} = \frac{6}{2\pi} \frac{4}{3} U \int_0^{60^\circ} \sin \gamma \, d\gamma = \frac{2}{\pi} U = 0,64 U \quad (5.23)$$

Man kann in Gleichungen (5.22) und (5.23) sehen, daß dieses Verfahren für die Spannungsauswahl eine Komponente $\bar{u}_{1x}$ größer als $\bar{u}_{1y}$ erzeugt. Es ist auch möglich, die Spannungsauswahl zu ändern, um $\bar{u}_{1x} < \bar{u}_{1y}$ zu erhalten, was in [22] aus-

föhrlich beschrieben wird. Weiterhin kann die komplexe Ebene in 12 Sektoren eingeteilt werden, wodurch sich $\bar{u}_{1x} = \bar{u}_{1y}$ ergibt [22] .

5.2 Regelkonzept 1 : nur Laststromregelung

In diesem Abschnitt wird die Stromregelung im rotierenden Koordinatensystem mit dem Direktumrichter vorgestellt. Es wird ein Verfahren beschrieben, um die Netzspannungen u_R , u_S und u_T in Abhängigkeit von den Anforderungen der Stromregelung zu wählen.

5.2.1 Beschreibung der Regeleinrichtung

Bild 5.7 zeigt das Prinzipschaltbild für die Regelung der Ständerströme i_{1x} und i_{1y} . Kern dieser Schaltung ist ein Speicher (EPROM), welcher die Ansteuersignale $Y1...Y9$ für die Halbleiterschalter $S1...S9$ gespeichert hat. Die Netzzustände, die Ausgänge der Zweipunktregler für die Ströme i_{1x} und i_{1y} und die Lage γ der x-Achse erzeugen verschiedene binäre Variablen. Diese Variablen bestimmen die Adresse des Speichers, der die gewünschten Ansteuersignale liefert. Die Stromsollwerte i_{1x}^* und i_{1y}^* für die Stromregelung und der Winkel γ kommen aus der Drehzahlregelung der Asynchronmaschine. Die Stromsollwerte i_{1x}^* und i_{1y}^* werden mit den Istwerten i_{1x} und i_{1y} am Eingang der Zweipunktregler verglichen. Die Zweipunktregler arbeiten nach den Gleichungen (5.17) und (5.18). Die Ströme i_{1x} und i_{1y} werden mit einem Vektordreher [19] aus den Ständerströmen i_a und i_c berechnet. Die Netzzustände werden mit einer Schaltung für die Sektorenerkennung ermittelt. Diese Schaltung mit die Spannungen u_R , u_S und u_T und liefert dem Speicher die Variablen x_R , x_S und x_T .

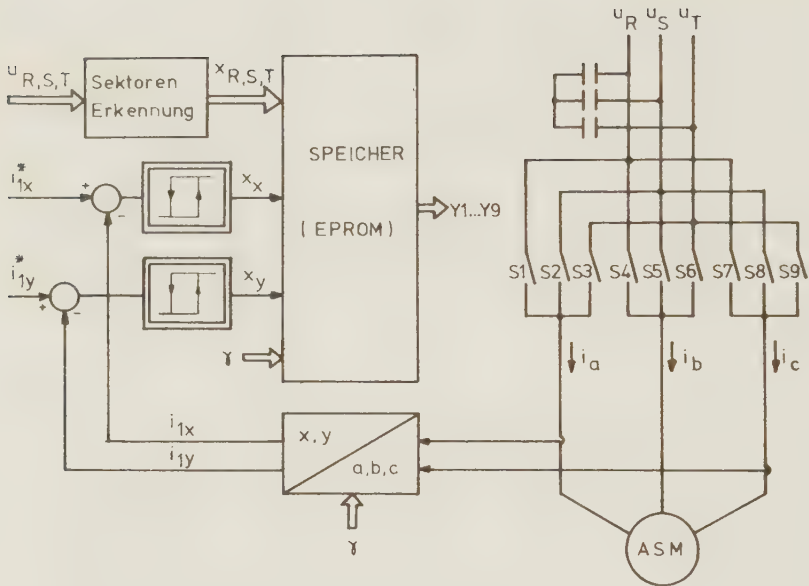


Bild 5.7 Prinzipschaltbild für die Regelung der Ständerströme i_{1x} und i_{1y}

5.2.2 Die Erzeugung der Spannungen u_+ und u_- aus den Netzspannungen

Im Abschnitt 5.1.3 wurde bei der Stromregelung vorausgesetzt, daß der Stromrichter eine positive Spannung u_+ und eine negative Spannung u_- zur Verfügung stellt. Im Abschnitt 4.1.1 wurde gezeigt, wie man aus dem dreiphasigen Netz die positivste Spannung u_P und die negativste Spannung u_N erhält. Eine einfache und direkte Möglichkeit besteht darin, die Halbleiterschalter so anzusteuern, daß

$$u_+ = u_P \quad (5.24)$$

$$u_- = u_N \quad (5.25)$$

gilt. Die Spannungen u_P und u_N werden an die Last gelegt, um die Ständerströme i_{1x} und i_{1y} zu regeln. Das Verfahren für die Erzeugung der fiktiven Spannungen u_P und u_N wurde in den Abschnitten 4.1.1 und 4.1.2 ausführlich beschrieben. Tabelle 5.2 zeigt die Ansteuersignale $Y_1 \dots Y_9$ für die Halbleiterschalter $S_1 \dots S_9$, um die Spannungen $\underline{U}_1 \dots \underline{U}_6$ in Abhängigkeit von den verschiedenen Netzzuständen zu erhalten. In dieser Tabelle ist jeder Raumzeiger der Ständerspannungen durch die Variablen x_a , x_b und x_c gekennzeichnet. Das dreiphasige Netz hat 6 unterschiedliche Zustände (6 Netzsektoren), die durch die Variablen x_R , x_S und x_T identifiziert sind. Spalte 4(5) in Tabelle 5.2 zeigt, welche Strangspannung die positivste (negativste) ist. Die in Tabelle 5.2 enthaltene Information kann man leichter anhand eines Beispiels verstehen.

Beispiel: Die Stromregelung verlangt, daß die Spannung $\underline{U}_5$ an die Last gelegt werden soll. Die Spannung $\underline{U}_5$ erhält man mit $(x_a, x_b, x_c) = (0, 0, 1)$, was $(u_a, u_b, u_c) = (u_-, u_-, u_+)$ entspricht. Mit den Gleichungen (5.24) und (5.25) erhält man $(u_a, u_b, u_c) = (u_N, u_N, u_P)$. Wenn das dreiphasige Netz sich im Zustand $(x_R, x_S, x_T) = (0, 0, 1)$ befindet, dann gilt $u_P = u_T$ und $u_N = u_R$. Dies bedeutet, daß die Netzspannung u_R an die Klemmen a und b und die Netzspannung u_T an die Klemme c des Ständers gelegt werden müssen, um die Spannung $\underline{U}_5$ zu erzeugen. Das wird erreicht, indem man die Schalter S_1 , S_4 und S_9 (siehe Bild 5.7) schließt. Dafür muß der Speicher die Ansteuersignale $Y_1=Y_4=Y_9=1$ abgeben. Die anderen Halbleiterschalter müssen geöffnet bleiben, was mit den Ansteuersignalen $Y_2=Y_3=Y_5=Y_6=Y_7=Y_8=0$ erreicht wird. Im Abschnitt 5.1.3 wurde vorausgesetzt, daß die Spannungen u_+ und u_- konstant sind. Die Spannungen u_P und u_N (siehe Bild 4.1-a)) haben jedoch eine starke Welligkeit. Diese Tatsache ändert nicht die Gültigkeit der vorhergehenden Analyse, weil die Spannungen u_P und u_N gleichzeitig an die Maschine gelegt werden. So bekommt die Maschine die verkettete Spannung u_{PN} (siehe Bild 4.1-b), die eine sehr

Zeiger	$x_a \ x_b \ x_c$	$x_R \ x_S \ x_T$	u_+ (u_P)	u_- (u_N)	Y1 Y2 Y3	Y4 Y5 Y6	Y7 Y8 Y9
u_5	0 0 1	0 0 1	u_T	u_R	1 0 0	1 0 0	0 0 1
	0 0 1	0 1 0	u_S	u_T	0 0 1	0 0 1	0 1 0
	0 0 1	0 1 1	u_S	u_R	1 0 0	1 0 0	0 1 0
	0 0 1	1 0 0	u_R	u_S	0 1 0	0 1 0	1 0 0
	0 0 1	1 0 1	u_T	u_S	0 1 0	0 1 0	0 0 1
	0 0 1	1 1 0	u_R	u_T	0 0 1	0 0 1	1 0 0
u_3	0 1 0	0 0 1	u_T	u_R	1 0 0	0 0 1	1 0 0
	0 1 0	0 1 0	u_S	u_T	0 0 1	0 1 0	0 0 1
	0 1 0	0 1 1	u_S	u_R	1 0 0	0 1 0	1 0 0
	0 1 0	1 0 0	u_R	u_S	0 1 0	1 0 0	0 1 0
	0 1 0	1 0 1	u_T	u_S	0 1 0	0 0 1	0 1 0
	0 1 0	1 1 0	u_R	u_T	0 0 1	1 0 0	0 0 1
u_4	0 1 1	0 0 1	u_T	u_R	1 0 0	0 0 1	0 0 1
	0 1 1	0 1 0	u_S	u_T	0 0 1	0 1 0	0 1 0
	0 1 1	0 1 1	u_S	u_R	1 0 0	0 1 0	0 1 0
	0 1 1	1 0 0	u_R	u_S	0 1 0	1 0 0	1 0 0
	0 1 1	1 0 1	u_T	u_S	0 1 0	0 0 1	0 0 1
	0 1 1	1 1 0	u_R	u_T	0 0 1	1 0 0	1 0 0
u_1	1 0 0	0 0 1	u_T	u_R	0 0 1	1 0 0	1 0 0
	1 0 0	0 1 0	u_S	u_T	0 1 0	0 0 1	0 0 1
	1 0 0	0 1 1	u_S	u_R	0 1 0	1 0 0	1 0 0
	1 0 0	1 0 0	u_R	u_S	1 0 0	0 1 0	0 1 0
	1 0 0	1 0 1	u_T	u_S	0 0 1	0 1 0	0 1 0
	1 0 0	1 1 0	u_R	u_T	1 0 0	0 0 1	0 0 1
u_6	1 0 1	0 0 1	u_T	u_R	0 0 1	1 0 0	0 0 1
	1 0 1	0 1 0	u_S	u_T	0 1 0	0 0 1	0 1 0
	1 0 1	0 1 1	u_S	u_R	0 1 0	1 0 0	0 1 0
	1 0 1	1 0 0	u_R	u_S	1 0 0	0 1 0	1 0 0
	1 0 1	1 0 1	u_T	u_S	0 0 1	0 1 0	0 0 1
	1 0 1	1 1 0	u_R	u_T	1 0 0	0 0 1	1 0 0
u_2	1 1 0	0 0 1	u_T	u_R	0 0 1	0 0 1	1 0 0
	1 1 0	0 1 0	u_S	u_T	0 1 0	0 1 0	0 0 1
	1 1 0	0 1 1	u_S	u_R	0 1 0	0 1 0	1 0 0
	1 1 0	1 0 0	u_R	u_S	1 0 0	1 0 0	0 1 0
	1 1 0	1 0 1	u_T	u_S	0 0 1	0 0 1	0 1 0
	1 1 0	1 1 0	u_R	u_T	1 0 0	1 0 0	0 0 1

Tabelle 5.2 Zusammenhang zwischen den Ständerraumzeigern $\underline{u}_1, \dots, \underline{u}_6$ und den Ansteuersignalen der Halbleiterschalter

kleine Welligkeit ($<14\%$) besitzt. Die kleine Welligkeit in der Spannung u_{PN} wird bei der Stromregelung als Störung betrachtet. Die Simulation und experimentellen Ergebnisse zeigen, daß die Wirkung dieser Welligkeit von u_{PN} vernachlässigbar ist.

5.2.3 Die Information im Speicher

Die Halbleiterschalter $S_1 \dots S_9$ müssen schließen oder öffnen in Abhängigkeit von: a) den Anforderungen der Regelschleife für die Ströme i_{1x} und i_{1y} (Variablen x_x und x_y), b) den Zuständen des dreiphasigen Netzes (Variablen x_R, x_S und x_T), c) der Lage der x-Achse (Winkel γ). Die verschiedenen Kombinationen dieser Variablen werden in den Tabellen 5.1 und 5.2 gezeigt. In diesen Tabellen kann man sehen, daß eine Schaltungstechnische Verknüpfung dieser Signale mit einem erheblichen Aufwand verbunden ist, da die logischen Funktionen sehr kompliziert sind. Aus diesem Grund wurden die logischen Kombinationen in einem Datenspeicher (EPROM) eingelagert. In jeder Zelle des Speichers befinden sich die Ansteuersignale für die Halbleiterschalter des Direktumrichters.

5.2.4 Simulationsergebnisse

Um die Eigenschaften des Regelverfahrens zu untersuchen, wurde der Stromrichter mit passiver Last simuliert. Das Prinzipschaltbild des dreiphasigen Stromrichters mit ohmsch-induktiver Last wird im Bild 5.8 gezeigt. Die Halbleiterschalter $S_1 \dots S_9$ werden von Analogschaltern simuliert. Die ohmsch-induktive Last ist durch ein VZ_1 -Glied ersetzt. Für die Simulation wird vorausgesetzt, daß das Netz keine Kurzschlußimpedanz besitzt. Die Frequenz der Ständerströme wird von der Spannung U_f eingestellt. Diese Spannung U_f wird zu einem Spannungs-Frequenz-Wandler geführt, dessen Frequenz zur Ständerfrequenz ω_s proportional ist.

Bild 5.9 zeigt das stationäre Verhalten des dreiphasigen Stromrichters. Dieser Zustand wird mit konstanten Stromsollwerten erreicht; in diesem Fall wurde $i_{1y}^* = 0,25 \text{ RE}$ und $i_{1x}^* = 0$ genommen. Bild 5.9-a) zeigt die verkettete Lastspannung u_{ab} . Diese Spannung hat die gleiche Welligkeit wie die Spannung u_{PN} (siehe Bild 4.1-b).

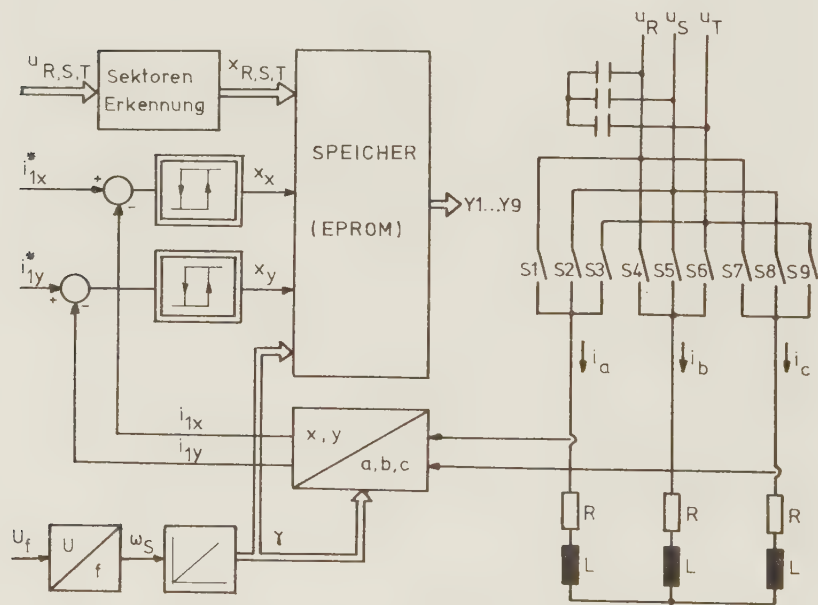


Bild 5.8 Dreiphasiger Direktumrichter mit ohmsch-induktiver Last

Bild 5.9-b) zeigt, daß der Laststrom i_a sinusförmig ist. Dieses Ergebnis beweist, daß dieser Direktumrichter in der Lage ist, Ausgangsfrequenzen höher als die Netzfrequenz zu erzeugen, ohne die Qualität des Laststromes zu verschlechtern. Die Zeitkonstante der Last betrug in diesem Fall 2 ms.

Bild 5.10 zeigt das Frequenzspektrum der Strangspannung u_a in der Last und des Phasenstromes i_a mit den Bedingungen von Bild 5.9. Beide Frequenzspektren sind linear dargestellt. Das Frequenzspektrum der Spannung u_a zeigt Oberschwingungen aller Frequenzen. Der Strom i_a zeigt dagegen eine starke Grundwelle und vernachlässigbare Oberschwingungen. Diese Tatsache ist eine Folge des Tiefpaßcharakters der Last.

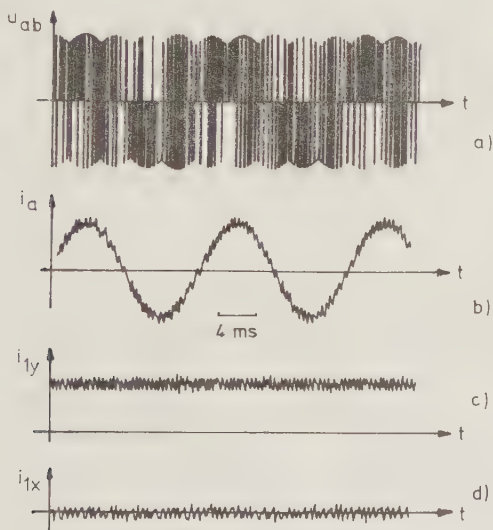


Bild 5.9 Stationäres Verhalten des dreiphasigen Direktumrichters (Simulation): a) verkettete Spannung u_{ab} ; b) Laststrom i_a ; c) i_{1y} ($i_{1y}^* = 0,25 \text{ RE}$); d) i_{1x} ($i_{1x}^* = 0$). Ausgangsfrequenz: $f_1 = 62 \text{ Hz}$

Bild 5.11 zeigt das stationäre Verhalten des Raumzeigers $\underline{i}_1$ für die Lastströme mit einer Lastfrequenz von $f_1 = 50 \text{ Hz}$ und $\delta_x = \delta_y$. Der Raumzeiger $\underline{i}_1$ zeigt eine kreisförmige Bewegung, was die Symmetrie der Phasenströme i_a , i_b und i_c beweist.

Bild 5.12 zeigt das dynamische Verhalten der Stromregelung nach einem Sollwertsprung in i_{1x} von 0 auf 0,4 RE. Der Strom i_{1x} steigt mit maximaler Geschwindigkeit an, während der Strom i_{1y} konstant bleibt. Der Phasenstrom i_a erhöht sich sehr schnell und behält seine Sinusform.

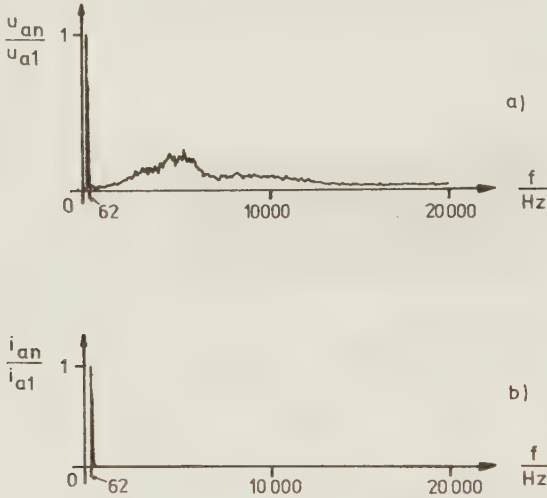


Bild 5.10 Frequenzspektren zu Bild 5.9: a) Strangspannung u_a ; b) Phasenstrom i_a . Lastfrequenz $f_1 = 62$ Hz

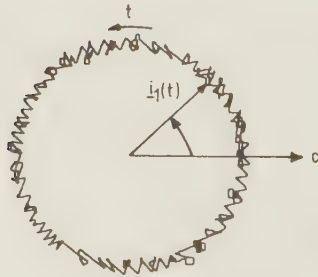


Bild 5.11 Raumzeiger der Lastströme. Lastfrequenz $f_1 = 50$ Hz
 $i_{1x}^* = 0,3$ RE und $i_{1y}^* = 0$ (Simulation)

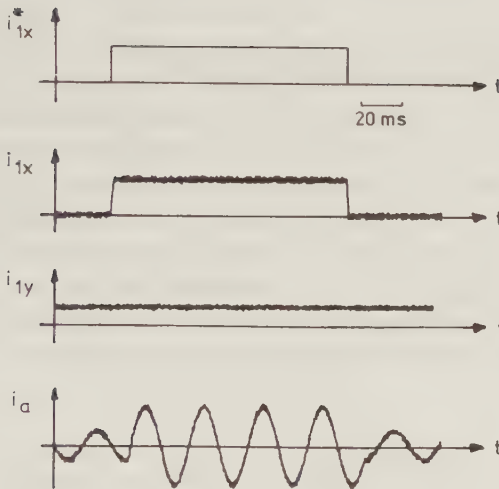


Bild 5.12 Verlauf der Ströme i_{1x} , i_{1y} und i_a bei sprungförmiger Erhöhung von i_{1x}^* von 0 auf 0,4 RE.

$i_{1y}^* = 0,5 \text{ RE}$. $\delta_x = \delta_y$. Lastzeitkonstante: 2ms
(Simulation)

Die Netzströme des dreiphasigen Direktumrichters verlaufen rechteckförmig, wie in Bild 4.7-a) idealisiert gezeigt wird. Das bedeutet, daß die Netzströme des dreiphasigen Direktumrichters große Oberschwingungen aufweisen. Diese Oberschwingungen können wie bei dem einphasigen Stromrichter (siehe Abschnitt 4.1.4) Resonanzen im Eingangsschwingkreis erregen. Deswegen ist es angebracht, für den dreiphasigen Stromrichter ebenfalls die Regelung der Netzströme zu benutzen, um deren Oberschwingungsgehalt zu reduzieren.

5.3 Regelkonzept 2: Netz- und Laststromregelung

Im Abschnitt 4.2.3 wurde ein Verfahren vorgestellt, das den Oberschwingungsgehalt der Netzströme im einphasigen Stromrichter verkleinert. Das Verfahren stützt sich auf die Regelung der Blindkomponente der Netzströme. In diesem Abschnitt wird dieses Regelverfahren benutzt, um die Ober-

schwingungen der Netzströme beim dreiphasigen Direktumrichter zu verringern.

5.3.1 Beschreibung der Regeleinrichtung

Bild 5.13 zeigt das Prinzipschaltbild des dreiphasigen Direktumrichters mit gleichzeitiger Regelung der Eingangs- und Ausgangsströme. Die Regelung der Lastströme erfolgt wie im Abschnitt 5.2: die Ströme i_{1x} und i_{1y} werden aus den Ständerströmen i_a und i_c mit einem Vektordreher berechnet. Die Sollwerte i_{1x}^* und i_{1y}^* und der Winkel γ werden von der Drehzahlregelung zur Verfügung gestellt. Das Verfahren für die Änderung des Blindanteils der Netzströme wurde

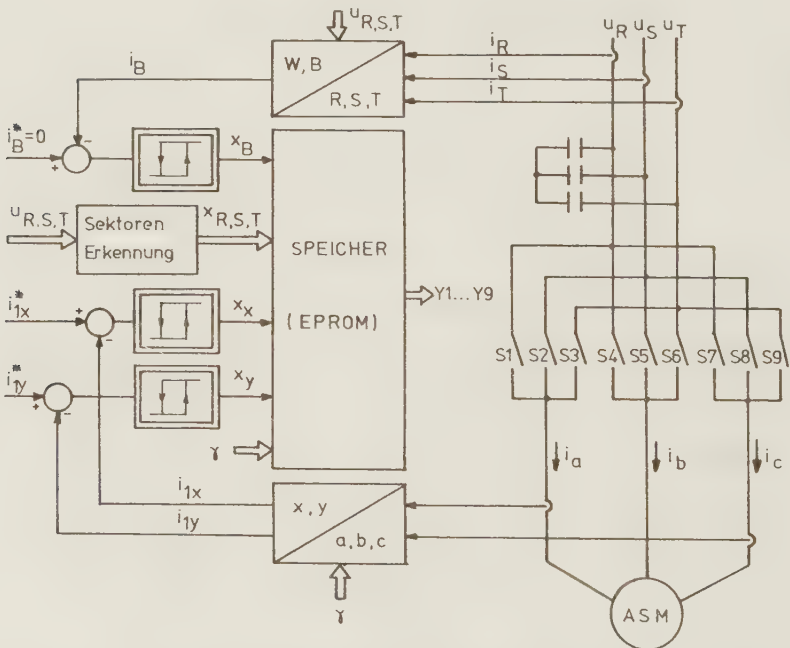


Bild 5.13 Prinzipschaltbild des dreiphasigen Direktumrichters mit Regelung der Ein- und Ausgangsströme

schon im Abschnitt 4.2.2 beschrieben und aus diesem Grund werden hier die in Bildern (4.11) und (4.12) eingeführten Variablen und Zusammenhänge verwendet. Durch die Regelung des Blindanteils der Netzströme erhält man in Bild 5.13 eine zusätzliche Schleife, die die binäre Variable x_B enthält. In dieser zusätzlichen Regelschleife werden die Netzströme i_R , i_S und i_T gemessen und mit der im Abschnitt 4.2.1 vorgestellten Schaltung wird der Blindstrom i_B ermittelt. Der Istwert i_B des Blindstromes wird am Eingang des Zweipunktreglers mit dem Sollwert $i_B^* = 0$ verglichen. Der Zweipunktregler liefert zum Speicher die Variable x_B . Mit der Bedingung $i_B = i_B^* = 0$ erhält man Netzströme, die in Phase mit den Strangspannungen des Netzes sind.

5.3.2 Die Erzeugung der Spannungen u_+ und u_- aus den Netzspannungen

Die Regelschleife für die Ströme i_{1x} und i_{1y} und die Lage der x-Achse (Winkel γ) entscheiden, welche Spannung $\underline{U}_1 \dots \underline{U}_6$ an die Maschine gelegt werden muß. Aus Tabelle 5.2 entnimmt man, daß zur Erzeugung von $\underline{U}_1$ ($i = 1 \dots 6$) 6 Möglichkeiten existieren. Jetzt muß man die Variable x_B berücksichtigen, um zu entscheiden, welche Halbleiterschalter schließen müssen, was zu einer Verdoppelung der Möglichkeiten führt, wie in Tabelle 5.3 für die Spannung $\underline{U}_5$ gezeigt wird. Die in Tabelle 5.3 enthaltene Information kann man leichter anhand eines Beispiels verstehen.

Beispiel: Die Regelschleife für die Ströme i_{1x} und i_{1y} und die Lage der x-Achse verlangen, daß die Spannung $\underline{U}_5$ an die Last gelegt wird. Das dreiphasige Netz befinde sich im Zustand $x_R = 0$, $x_S = 0$ und $x_T = 1$ (Netzsektor ⑤ in Bild 4.12). Die Regelschleife für den Strom i_B erzeuge, daß die Netzströme induktiveren Charakter ($x_B = 0$) haben sollen. Um diese Bedingungen zu erfüllen, muß die Netzspannung $\underline{U}_{TR}$ benutzt werden, mit $u_+ = u_T$ und $u_- = u_R$. Damit müssen die Halbleiter-

schalter S1, S4 und S9 geschlossen werden. Wird dagegen kapazitiverer Charakter der Netzströme verlangt, ($x_B = 1$), dann muß die Netzspannung $\underline{U}_{TS}$ an die Last gelegt werden. Damit erhält man $u_+ = u_T$ und $u_- = u_S$.

Zeiger	x_a	x_b	x_c	x_B	x_R	x_S	x_T	u_+	u_-	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7	Y8	Y9
$\underline{U}_5$	0	0	1	0	0	0	1	u_T	u_R	1	0	0	1	0	0	0	0	1
	0	0	1	0	0	1	0	u_S	u_T	0	0	1	0	0	1	0	1	0
	0	0	1	0	0	1	1	u_S	u_R	1	0	0	1	0	0	0	1	0
	0	0	1	0	1	0	0	u_R	u_S	0	1	0	0	1	0	1	0	0
	0	0	1	0	1	0	1	u_T	u_S	0	1	0	0	1	0	0	0	1
	0	0	1	0	1	1	0	u_R	u_T	0	0	1	0	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	0	0	1	u_T	u_S	0	1	0	0	1	0	0	0	1
	0	0	1	1	0	1	0	u_S	u_R	1	0	0	1	0	0	0	1	0
	0	0	1	1	0	1	1	u_T	u_R	1	0	0	1	0	0	0	0	1
	0	0	1	1	1	0	0	u_R	u_T	0	0	1	0	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	1	0	1	u_R	u_S	0	1	0	0	1	0	1	0	0
	0	0	1	1	1	1	0	u_S	u_T	0	0	1	0	0	1	0	1	0

Tabelle 5.3 Zusammenhang zwischen Ansteuersignale Y1...Y9 und Variablen x_a , x_b , x_c , x_B , x_R , x_S , und x_T für die Erzeugung der Spannung $\underline{U}_5$

6. PRAKTISCHE REALISIERUNG DES STROMRICHTERS

Der abschaltbare Halbleiterschalter ist das Grundelement dieser Art von Direktumrichtern. Gegenwärtig gibt es keine Einzelelemente, die die im Abschnitt 2.1 beschriebenen Eigenschaften besitzen. Aus diesem Grund muß man verschiedene Bauelemente benutzen (Dioden, Transistoren, Thyristoren), um den abschaltbaren Halbleiterschalter zu erzeugen. In diesem Abschnitt werden einige Möglichkeiten für die praktische Realisierung des Halbleiterschalters diskutiert, und der Leistungsteil des transistorisierten Direktumrichters wird anschließend vorgestellt.

6.1 Der Halbleiterschalter

6.1.1 Möglichkeiten für die Realisierung des Schalters

Es gibt verschiedene, von der Leistung abhängige Möglichkeiten, abschaltbare Halbleiterschalter zu realisieren. In der kleinsten Leistungsstufe stellen die Feldeffekttransistoren (MOSFET) die einfachste Alternative dar. Für mittlere Leistung besitzen die bipolaren Transistoren bessere Eigenschaften und für die höchste Leistungsstufe kommen die Abschaltthyristoren (GTO) in Frage.

Bild 6.1-a) zeigt einen aus 2 MOSFET bestehenden abschaltbaren Halbleiterschalter [23]. Die Ansteuerspannung zwischen Gate und Source (Klemmen G und S) steuert den Strom, der durch die Leistungsklemmen D_1 - D_2 fließt. Bild 6.1-b) zeigt das Ersatzschaltbild für die 2 Transistoren von Bild 6.1-a). Der MOSFET wird durch einen veränderlichen Widerstand (R_{DS}) ersetzt, dessen Wert von der Gate-Source Spannung gesteuert wird. Zwischen Drain und Source gibt es eine Diode, die als eine Folge des Herstellungsprozesses erscheint. In eine Richtung fließt der Strom durch den Widerstand R_{DS1} und die Diode D_2 , in die andere Richtung fließt der Strom durch den Widerstand R_{DS2} und die Diode D_1 . Einen

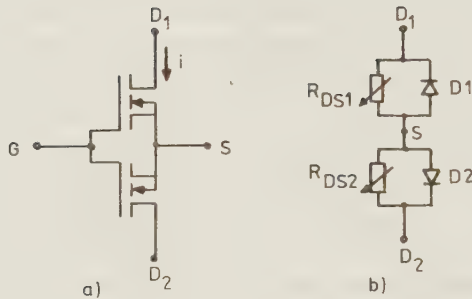


Bild 6.1 Halbleiterschalter aus Leistungs-MOSFET

a) Schaltung, b) Ersatzschaltbild

Halbleiterschalter mit Leistungs-MOSFET kann man heute nur für kleine Leistung benutzen: $U_{D_1-D_2} < 500V$ und $I_{D_1-D_2} < 30A$.

Für größere Leistung muß man Anordnungen mit bipolaren Transistoren benutzen. Diese Transistoren haben kleinere Durchlaßverluste und aus diesem Grund sind sie in der Lage, Ströme von mehreren 100A zu leiten. Bild 6.2-a) zeigt einen aus zwei bipolaren Transistoren bestehenden Halbleiterschalter. Jedem Transistor ist eine Diode antiparallel geschaltet. Der Basisstrom, der durch die Klemmen B und E fließt, steuert den durch Klemmen C1-C2 fließenden Strom. In eine Richtung fließt der Strom durch Transistor T1 und Diode D2, in die andere Richtung fließt der Strom durch Transistor T2 und Diode D1.

Der Gebrauch von bipolaren Transistoren ist angeblich mit einer größeren Anzahl an diskreten Bauelementen verbunden. Dies trifft jedoch nicht zu, weil es gegenwärtig schon möglich ist, komplizierte Anordnungen von Halbleitern in Leistungsmodulen zu integrieren. Es ist in den letzten Jahren gelungen, die Sperrschicht des Halbleiters vom Gehäuse mittels keramischer Werkstoffe zu isolieren und gleichzeitig

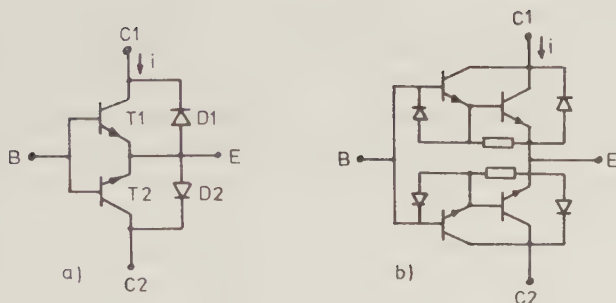


Bild 6.2 Halbleiterschalter. a) aus bipolaren Transistoren, b) in einem integrierten Leistungsmodul

eine gute Wärmeabfuhr zu erhalten [24] . Es sind schon Leistungsmodule mit dem gesamten Leistungsteil eines dreiphasigen Wechselrichters auf dem Markt. Mit diesen neuen Modulen erhält man dichtere, zuverlässigere und billigere Stromrichter [25] . Bild 6.2-b) zeigt als Beispiel einen integrierten abschaltbaren Halbleiterschalter. Dieses Modul hat zwei Darlington-Transistoren, um eine größere Stromverstärkung zu erreichen. Auf dem Markt gibt es schon einen integrierten Halbleiterschalter für 1kV und 100A [26] .

Für noch größere Leistungen ist es möglich, Abschaltthyristoren (GTO) zu benutzen. Diese Elemente haben in den letzten Jahren eine starke Entwicklung aufzuweisen und es gibt gegenwärtig Abschaltthyristoren für 2,5kV und 1kA auf dem Markt. In Abhängigkeit von der elektrischen Eigenschaften kann man zwischen verschiedenen Arten von Abschaltthyristoren unterscheiden. Wichtig sind: a) symmetrisch sperrende GTO-Thyristoren und b) unsymmetrisch sperrende (rückwärts nicht sperrende) GTO-Thyristoren [27],[28], wobei die letztgenannten unsymmetrischen GTO-Thyristoren bessere dynamische und stationäre Eigenschaften besitzen. Bild 6.3-a) zeigt den abschaltbaren Halbleiterschalter mit 2 symmetrisch sperrenden GTO-Thyristoren. Bild 6.3-b) zeigt den aus 2

unsymmetrisch sperrenden Abschaltthyristoren bestehenden Halbleiterschalter. In diesem Fall braucht man eine schnelle antiparallele Diode zu jedem GTO-Thyristor, um große Rückwärtsspannungen zu vermeiden. Module mit 2 Abschaltthyristoren und 2 schnellen antiparallelen Dioden sind bereits auf dem Markt.



Bild 6.3 Abschaltbarer Halbleiterschalter mit a) symmetrischen, b) unsymmetrischen GTO-Thyristoren

Zu Beginn des experimentellen Teils dieser Arbeit stellten die Leistungs-MOSFET die einfachste Alternative dar. Aus diesem Grund wurden die Feldeffekttransistoren BUZ 45 für 500V und 8A verwendet.

6.1.2 Die Ansteuerschaltung

Das dynamische und stationäre Verhalten des Halbleiterschalters sind von den Eigenschaften der Ansteuerschaltung abhängig. Die Arbeitsweise des Direktumrichters stellt folgende Anforderungen an die Ansteuerschaltung:

- Sie soll Steuer- und Leistungsteil mit Zündübertragern oder Optokopplern galvanisch trennen [29] , weil die Halbleiterschalter auf unterschiedlichem Potential liegen.
- Sie soll Langzeitimpulse mit variabler Dauer übertragen.
- Sie soll große Stromimpulse übertragen, damit die Gate-Source-Kapazität schnell aufgeladen wird. Nur so kann der MOSFET schnell schalten [29] .

Bild 6.4 zeigt das Prinzipschaltbild dieser Ansteuerschaltung. Diese Schaltung bekommt das von der Regelung erzeugte Signal Y_v ($v=1\dots 9$). Wenn das Eingangssignal $Y_v=1$ ist, dann wird der Start-Stop Oszillator gestartet, der eine Impulskette mit einer Frequenz von 1,4MHz zur Treiberschaltung führt. Die Impulskette wird in der Treiberschaltung in eine Wechselspannung umgewandelt und zur Primärseite des Zündübertragers geliefert. Die Spannungen aus der Sekundärseite des Zündübertragers werden gleichgerichtet, um die Gate-Source-Spannung des Halbleiterschalters zu erzeugen. Mit einem zusätzlichen Abschalttransistor erhält man eine

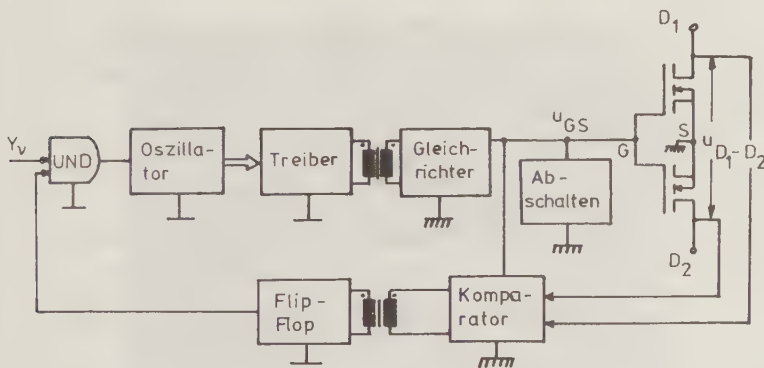


Bild 6.4 Prinzipschaltbild der Ansteuerschaltung

schnelle Entladung der Gate-Source-Kapazität, womit man eine kurze Ausschaltzeit erreicht. Die Ansteuerschaltung braucht sekundärseitig keine zusätzliche Spannungsversorgung. Die Gate-Source-Spannung u_{GS} dient auch als Spannungsversorgung für den Überstromschutz. Der MOSFET hat im eingeschalteten Zustand das Verhalten eines Widerstandes mit dem Wert R_{DS} (EIN). Es genügt also, die Drain-Source-Spannung im eingeschalteten Zustand zu messen, um den Drain-Source Strom zu überwachen. Diese Spannung wird in einem Komparator mit einem Grenzwert verglichen. Wird dieser überschritten, dann

liefert der Komparator ein Signal, das die Ansteuerschaltung sperrt. Nach Ansprechen des Überstromschutzes bleibt die Ansteuerschaltung gesperrt, bis das Rücksetzen des Flipflops von außen erfolgt. Eine ausführlichere Beschreibung und die schaltungstechnische Realisierung der Ansteuerschaltung findet man in [30].

Bild 6.5 zeigt das Schaltverhalten des Halbleiterschalters mit dieser Ansteuerschaltung für eine Taktfrequenz von 200kHz. Die Ein- und Ausschaltzeiten betragen 100 bzw. 200ns. Der Halbleiterschalter zeigt ein sehr gutes dynamisches Verhalten.

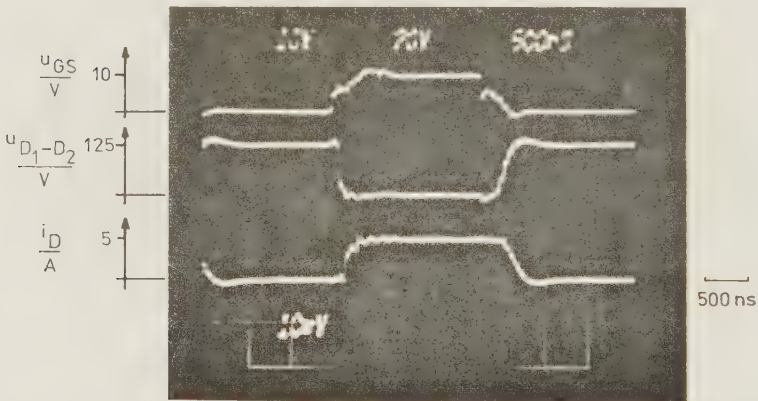


Bild 6.5 Dynamisches Verhalten des Halbleiterschalters

6.2 Der Leistungsteil des Stromrichters

6.2.1 Beschreibung des Leistungsteils

Bild 6.6 zeigt den Leistungsteil des dreiphasigen Stromrichters. Hier werden 18 Leistungs-MOSFET für die 9 abschaltbaren Halbleiterschalter benötigt. Wenn man eine Last zwischen der Klemme a und dem Mittelpunkt N anschließt, dann ergibt sich

der 3-Schalter Stromrichter (Mittelpunktschaltung). Den 6-Schalter Stromrichter (Brückenschaltung) erhält man durch Anklemmen der Last zwischen a und b. Eine dreiphasige Last wird an die Klemmen a, b und c geschaltet. Das dreiphasige Netz hat eine verkettete Spannung von 380V und eine Frequenz von 50Hz. Da die Leistungs-MOSFET lediglich 500V ertragen, muß man einen Transformator einsetzen, um die Eingangsspannung auf einen niedrigeren Wert zu reduzieren. In dieser Arbeit wird eine verkettete Spannung von 70V auf der Sekundärseite des Eingangstransformators benutzt. Der Transformator hat eine relative Kurzschlußimpedanz u_{KS} von 5%, was ein üblicher Wert bei netzgeführten Stromrichtern

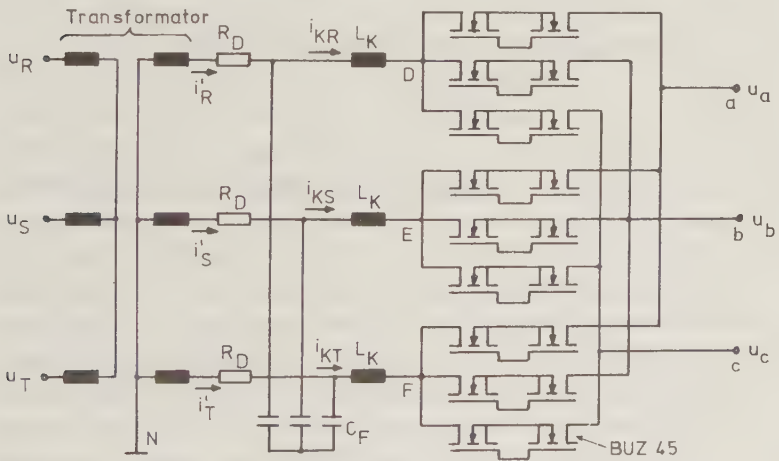


Bild 6.6 Leistungsschaltung des dreiphasigen Stromrichters ist.

Bild 6.5 zeigt, daß jeder Schalter mit einer sehr großen Geschwindigkeit schaltet, was erhebliche Überspannungen erzeugen kann, wenn der Schalterstrom durch eine Induktivität fließt. Aus diesem Grund werden an der Sekundärseite

des Eingangstransformators Filterkondensatoren (C_F) geschaltet. Diese Kondensatoren vermeiden Überspannungen, die von den Streuinduktivitäten des Transformators durch die Kommutierung der Halbleiterschalter verursacht werden.

Die Filterkondensatoren C_F und die Streuinduktivitäten des Eingangstransformators bilden einen Schwingkreis, der zu Schwingungen angeregt wird. Dieser Schwingkreis hat eine kleine Dämpfung und kann unannehmbare Schwingungen hervorrufen. Es werden zwei Möglichkeiten untersucht, um diese Schwingungen zu verkleinern: a) die Regelung der Eingangsströme und b) die Einführung von zusätzlichen Dämpfungswiderständen. Diese Dämpfungswiderstände R_D (siehe Bild 6.6) bringen zusätzliche Verluste mit sich und deswegen sollten sie so klein wie möglich dimensioniert werden.

Im Abschnitt 6.1.1 wurde erklärt, daß die Leistungs-MOSFET eine parasitäre Diode zwischen Drain und Source besitzen. Diese Diode hat eine Sperrverzögerungszeit von $t_{rr} = 1200\text{ns}$, was viel größer als die üblichen Werte für schnelle Dioden ($t_{rr} = 60\text{ns}$) ist. Wenn Leistungs-MOSFET in Stromrichtern mit Pulsbreitenmodulation verwendet werden, dann erzeugen diese langsamen Dioden erhebliche Stromspitzen während der Kommutierung [23], [31]. Diese Stromspitzen müssen beseitigt werden weil sie größer als der Nennstrom sein können und weil sie den Überstromschutz stören. Die Höhe dieser Stromspitzen kann man verkleinern, wenn man die Geschwindigkeit des Stromes (di/dt) während der Kommutierung verringert. Dies erreicht man durch Reduktion des Gate-Stromes oder durch Einschalten von Kommutierungsinduktivitäten L_K in den Stromkreis [23]. Bild 6.6 zeigt diese Kommutierungsinduktivitäten mit $L_K = 5\text{ }\mu\text{H}$. Gegenwärtig werden praktisch alle Leistungsmodule mit schnellen Dioden ausgerüstet [31], [32]. In solchen Fällen sind Kommutierungsinduktivitäten überflüssig.

6.2.2 Dimensionierung des Filterkondensators

Die Filterkondensatoren C_F muß man benutzen, um Überspannungen während der Kommutierung der Halbleiterschalter zu vermeiden. Diese Kondensatoren dienen außerdem dazu, die Oberschwingungen der Umrichtereingangsströme i_{KR} , i_{KS} und i_{KT} möglichst weitgehend vom Netz fernzuhalten [16]. Für die Dimensionierung der Filterkondensatoren werden folgende Kriterien berücksichtigt:

- a) Der Filterkondensator sollte klein sein, um eine unnötige Belastung des Netzes durch kapazitiven Strom zu vermeiden.
- b) Der Filterkondensator sollte einen kleinen Wert haben, weil die Wechselspannungskondensatoren teuer und groß sind.
- c) Je größer der Filterkondensator ist, desto kleiner wird die Resonanzfrequenz des Eingangsschwingkreises, was dazu führt, daß für eine bestimmte Taktfrequenz und für einen bestimmten Laststrom die Eingangsströme und die Kondensatorspannungen kleinere überlagerte Schwingungen aufweisen.

Es wurde eine Kompromißlösung bei $C_F = 32\mu\text{F}$ in Sternschaltung gewählt. Alle experimentellen Ergebnisse wurden mit diesem Wert aufgenommen. Wenn die Filterkondensatoren in Dreieck geschaltet werden, dann kann man den Kapazitätswert auf ein Drittel verkleinern. Vergleichbare experimentelle Ergebnisse wurden mit $C_F = 10\mu\text{F}$ in Dreieckschaltung gewonnen.

7. ARBEITSEIGENSCHAFTEN DES STROMRICHTERS

In diesem Abschnitt werden experimentelle Ergebnisse des Stromrichters mit ein- und dreiphasiger Last vorgestellt. Am Anfang wird die Wirkung des Filterkondensators und die praktische Bedeutung der Resonanz des Eingangsschwingkreises untersucht. Für jeden Stromrichtertyp werden die Eigenschaften des Laststromes und die Netzurückwirkungen studiert.

7.1 Die Wirkung des Filterkondensators

Zuerst wurde das Netz mit einem aus zwei Leistungs-MOSFET BUZ 45 bestehenden Halbleiterschaltern getaktet. Die Netzspannung wurde mit einem Spartransformator angepaßt. Bild 7.1-a) zeigt die Schaltung für diesen Versuch. Der Halbleiterschalter verbindet die Spannungsquelle mit einer ohmschen Last und arbeitet mit einer Taktfrequenz von $f_T = 1 \text{ kHz}$. Bild 7.1-c) zeigt, daß, wenn der Schalter S geöffnet wird, unannehmbare Überspannungen entstehen. Um diese Überspannungen zu vermeiden, wird der Filterkondensator C_F eingesetzt (siehe Bild 7.2-a)). Bild 7.2-c) zeigt die Wirkung des Kondensators: die Überspannungen verschwinden

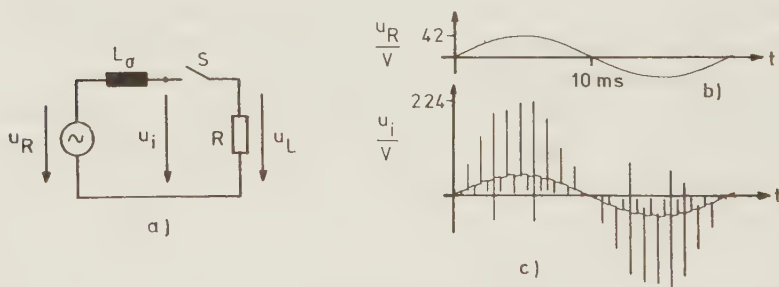


Bild 7.1 Takten des Netzes ohne Filterkondensatoren

$$u_R = 30V; R = 22,7 \Omega, f_T = 1 \text{ kHz}, L_\sigma = 1 \text{ mH}$$

und an ihrer Stelle gibt es eine kleine Welligkeit, deren Amplitude von der Taktfrequenz abhängig ist. In diesem Versuch wurde mit einer Taktfrequenz von $f_T = 1,5 \text{ kHz}$ gearbeitet.

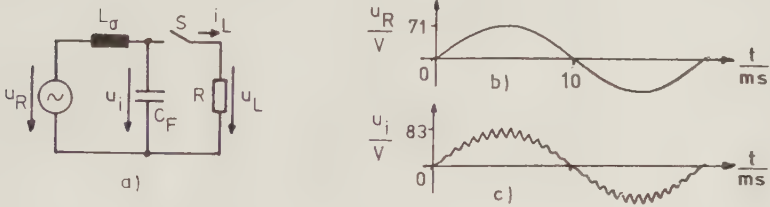


Bild 7.2 Takteten des Netzes mit Filterkondensator, $u_R = 50 \text{ V}$, $R = 22,7 \Omega$, $L_\sigma = 1,4 \text{ mH}$, $C_F = 32 \text{ pF}$, $f_T = 1,5 \text{ kHz}$

7.2 Resonanz am Eingangsfilter

Der Strom i_L durch den Schalter s (siehe Bild 7.2-a)) hat einen pulsförmigen Verlauf, der durch die Arbeitsweise des Schalters verursacht wird. Die Stromimpulse mit der Taktfrequenz f_T erregen den Eingangsschwingkreis, der durch das Zusammenwirken zwischen der Streuinduktivität L_σ und dem Filterkondensator C_F entsteht. Bild 7.3-a) zeigt die lastseitige Ersatzschaltung des Eingangsfilters [3]. Für die Impedanz dieser Schaltung gilt

$$|Z| = \frac{\sqrt{\frac{L_\sigma}{C_F}}}{\left| \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right|} \quad (7.1)$$

mit

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\sigma C_F}} \quad (7.2)$$

Gleichung 7.1 ist im Bild 7.3-b) graphisch dargestellt, wo man sehen kann, daß, wenn die Frequenz der Stromimpulse (Taktfrequenz des Schalters) mit der Resonanzfrequenz des Schwingkreises übereinstimmt, eine erhebliche Erhöhung der Impedanz bzw. der Spannung am Filter auftritt.

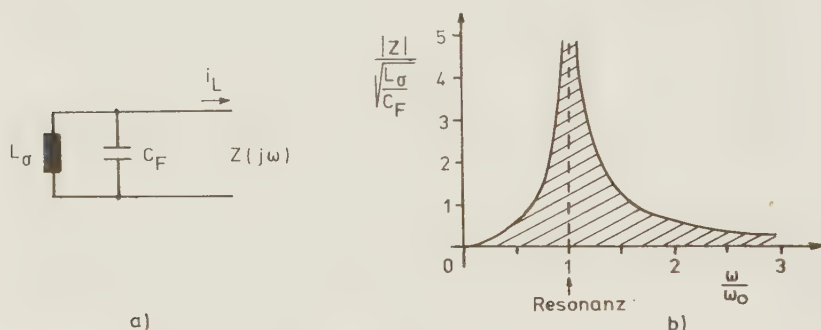


Bild 7.3 Eingangsschwingkreis: a) Ersatzschaltung, b) Frequenzgang der Impedanz

Bild 7.4 zeigt die Spannung u_i des Filterkondensators für verschiedene Taktfrequenzen. Eine starke Schwingung entsteht, wenn die Taktfrequenz mit der Resonanzfrequenz des Filters übereinstimmt. Die Amplitude der Schwingung wird vom Widerstand des Schwingkreises begrenzt.

Bild 7.5 zeigt Ergebnisse mit einem kleineren Filterkondensator und einer größeren Streuinduktivität, was bei gleicher Last das Schwingen der Kondensatorspannung verstärkt.

Wenn die Taktfrequenz zu nahe bei der Resonanzfrequenz liegt, erscheinen folgende Nebeneffekte:

- a) Die Kondensatorspannung zeigt eine starke Erhöhung, was eine zusätzliche Beanspruchung für die Ventile bedeutet.

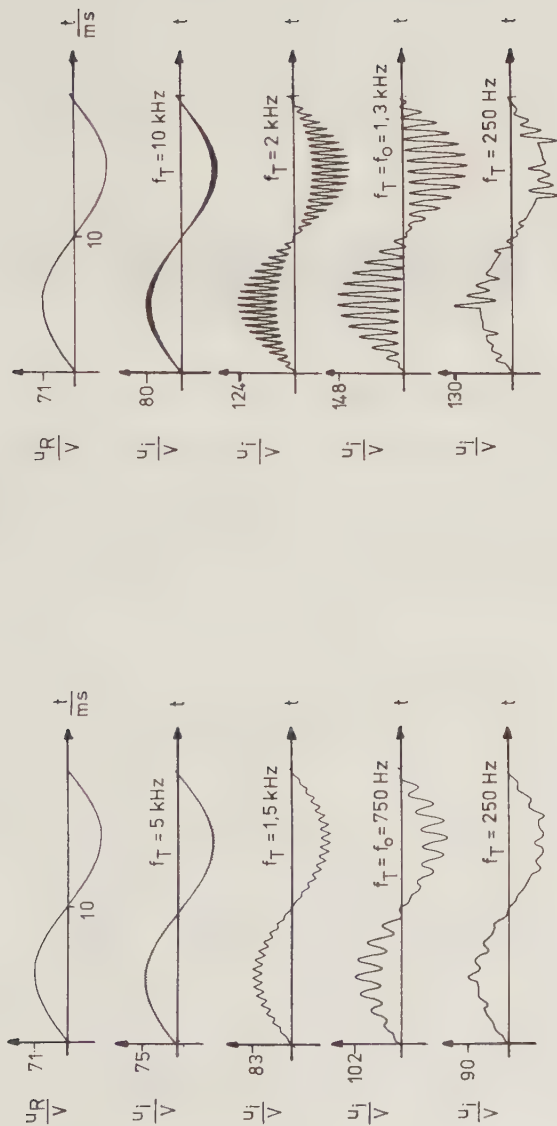


Bild 7.4 Filterspannungen für verschiedene Taktfrequenzen
 $u_R = 50 \text{ V}$; $C_F = 32 \mu\text{F}$; $R = 22,6 \Omega$; $L_D = 1,4 \text{ mH}$; $f_0 = 750 \text{ Hz}$

Bild 7.5 Filterspannungen für verschiedene Taktfrequenzen
 $u_R = 50 \text{ V}$; $C_F = 6 \mu\text{F}$; $R = 22,6 \Omega$; $L_D = 2,4 \text{ mH}$; $f_0 = 1,3 \text{ kHz}$

- b) Die Kondensatorspannung verliert den sinusförmigen Verlauf und damit verschwindet die wichtigste Voraussetzung des Modulationsverfahrens. Der Stromrichter ist nicht mehr in der Lage, die gewünschte Lastspannung zu erzeugen.
- c) Die Oberschwingungen der Netz- und Kondensatorströme erhöhen sich stark, was eine unnötige Belastung des Netzes bewirkt [33].

Alle diese Nebeneffekte haben eine negative Wirkung auf die Arbeitsweise des Stromrichters und aus diesem Grund muß die Taktfrequenz weit weg von der Resonanzfrequenz gewählt werden.

7.3 Der 3-Schalter Stromrichter

Bild 7.6 zeigt den Leistungsteil des 3-Schalter Stromrichters (Mittelpunktschaltung), der für die experimentellen Versuche verwendet wurde. Die verkettete Spannung der Sekundärseite des Eingangstransformators beträgt 70V. Der Stromrichter speist eine ohmsch-induktive Last mit $R_L = 1,8\Omega$ und $L_L = 10\text{mH}$.

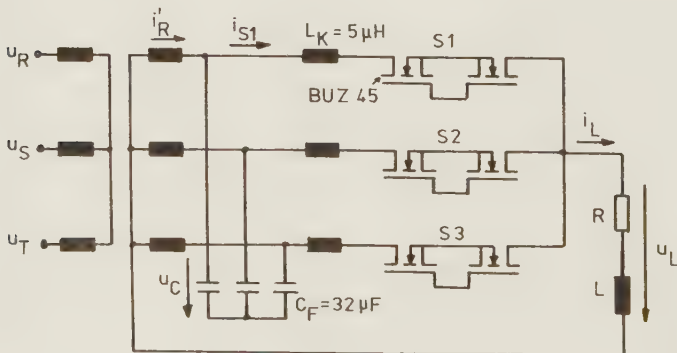


Bild 7.6 Leistungsteil des 3-Schalter Stromrichters

Bild 7.7 zeigt die Lastspannung und den Laststrom für einen konstanten Sollwert i_L^* und für eine Hysteresebreite von $\delta = 0,7A$. Der Laststrom zeigt ein sehr gutes stationäres Verhalten, und er ist frei von 150Hz-Störungen. Die Welligkeit des Stromes hat eine veränderliche Frequenz, deren Maximalwert ca. 3kHz beträgt.

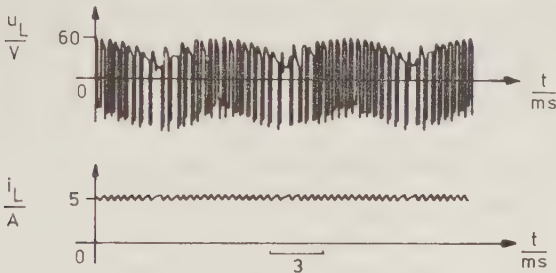


Bild 7.7 Spannung und Strom in der Last für konstanten Sollwert i_L^*

Bild 7.8 zeigt das Verhalten der Stromregelung bei sprungförmiger Änderung des Stromsollwertes i_L^* . Der Laststrom i_L baut sich mit maximaler Geschwindigkeit auf. Die Regelung zeigt ein sehr gutes dynamisches Verhalten.

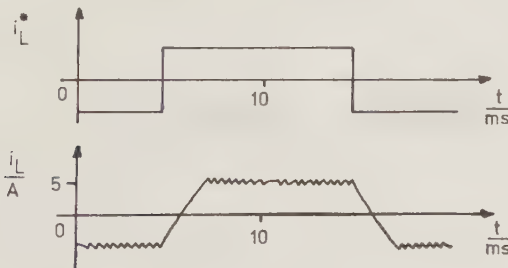


Bild 7.8 Verlauf des Laststromes i_L bei sprungförmiger Änderung des Sollwertes i_L^*

Bild 7.9 zeigt den Laststrom bei sinusförmigem Sollwert i_L^* . Die Frequenz der Grundwelle des Laststromes beträgt in diesem Bild $f_1 = 250\text{Hz}$. In diesem Versuch arbeitet der Stromrichter mit einer Taktfrequenz von ca. 25kHz .

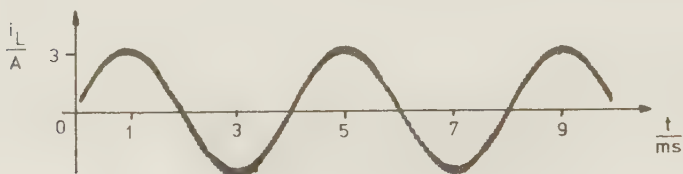


Bild 7.9 Verlauf des Laststromes i_L bei sinusförmigem Sollwert i_L^* . $f_1 = 250\text{Hz}$

Bild 7.10 zeigt die Kondensatorspannung u_C und den Schalterstrom i_{S1} für einen konstanten Laststrom von 5A . Dieses Bild verdeutlicht, daß trotz schneller Kommutierung des Schalterstromes keine Überspannungen entstehen. Die Kondensatorspannung u_C weist lediglich eine kleine überlagerte Welligkeit auf.

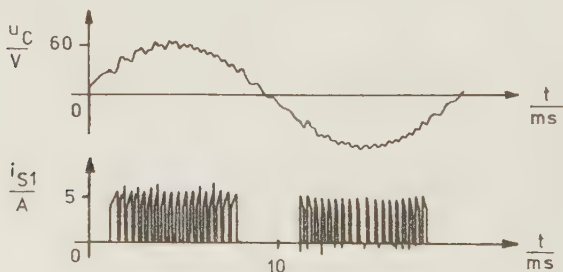


Bild 7.10 Kondensatorspannung u_C und Schalterstrom i_{S1} für konstanten Laststrom i_L

Bild 7.11 zeigt die Netzspannung u_R , den Eingangsstrom i_R' und den Laststrom i_L für einen konstanten Sollwert i_L^* . Die Netzspannung bleibt frei von Oberschwingungen, obwohl die Kondensatorspannung u_C eine überlagerte Welligkeit besitzt. Die Wirkung des Filterkondensators wird veranschaulicht, wenn man den Schalterstrom i_{S1} (siehe Bild 7.10) dem Eingangsstrom i_R' (siehe Bild 7.11) gegenüberstellt: die höherfrequenten Komponenten des Schalterstromes befinden sich nicht im Eingangsstrom. Bild 7.11 zeigt außerdem, daß der Eingangsstrom i_R' einen Gleichanteil enthält, was eine typische Eigenschaft der Gleichrichter in Mittelpunktschaltung ist.

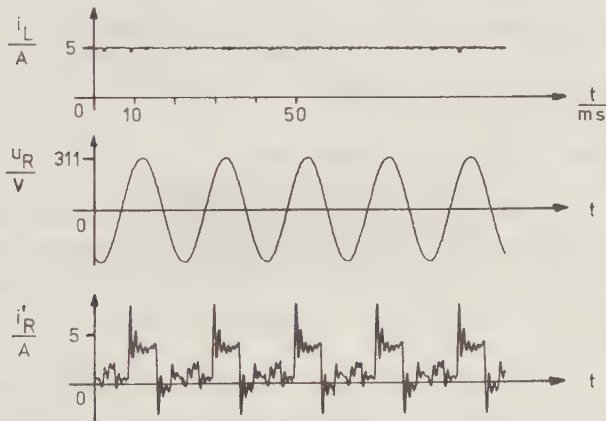


Bild 7.11 Netzspannung u_R und Eingangsstrom i_R' mit konstantem Laststrom i_L

Im Bild 7.12 sieht man das Frequenzspektrum des Eingangsstromes i_R' , der im Bild 7.11 vorgestellt wurde. Beide Achsen des Frequenzspektrums sind linear dargestellt. Der Eingangsstrom enthält bei diesem Stromrichter wie bei den Gleichrichtern mit Dioden oder Thyristoren starke und zahl-

reiche Oberschwingungen[34]. Aus diesem Grund kommt der Stromrichter in Mittelpunktschaltung nur für kleine Leistung in Frage, wo Netzzrückwirkungen nicht so bedeutend sind.

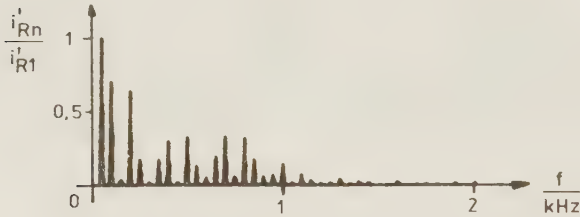


Bild 7.12 Frequenzspektrum des Eingangsstromes i_R'

7.4 Der 6-Schalter Stromrichter

7.4.1 Spannung und Strom in der Last

Bild 7.13 zeigt den Leistungsteil des 6-Schalter Stromrichters in Brückenschaltung. Der Eingangstransformator verkleinert die Eingangsspannung von 380V auf 70V. Als Last wurde $R = 1,8\Omega$ und $L = 10\text{mH}$ genommen.

Bild 7.14 zeigt den Verlauf der Spannung und des Stromes in der Last mit konstantem Sollwert i_L^* ($f_1 = 0$). In diesem Bild kann man erkennen, daß der Stromrichter in Brückenschaltung eine höhere Lastspannung als in Mittelpunktschaltung erzeugt. Der Laststrom ist frei von 300Hz-Komponenten. Bei negativen Lastspannungen erscheinen Spannungsspitzen, die vom Überspannungsschutz begrenzt werden. Sie sind eine Folge des langsamen Schaltverhaltens der internen Dioden in den Leistungs-MOSFET, weil sich während der Kommutierung von zwei Halbleiterschaltern Stromeinbrüche ergeben, die wegen der Lastinduktivität Überspannungen erzeugen.

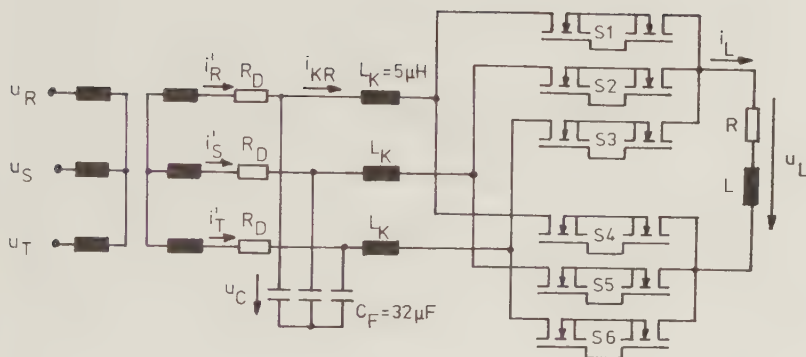


Bild 7.13 Leistungsteil des 6-Schalter Stromrichters in Brückenschaltung

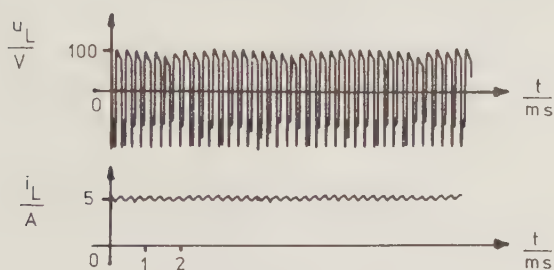


Bild 7.14 Lastspannung und Laststrom mit konstantem Sollwert i_L^* .

Bild 7.15 zeigt den Laststrom i_L bei sinusförmigem Sollwert i_L^* . Der Sollwert hat eine Frequenz von $f_1 = 150\text{Hz}$. Der Stromrichter kann Lastströme mit kleinen Oberschwingungen und hoher Frequenz erzeugen.

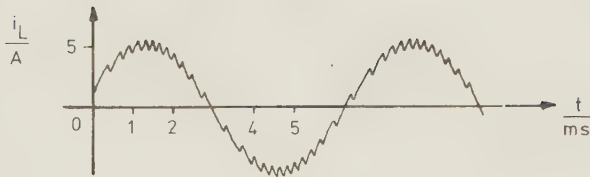


Bild 7.15 Laststrom i_L bei sinusförmigem Sollwert i_L^* ,
 $f_1 = 150\text{Hz}$

7.4.2 Innere Arbeitseigenschaften des Stromrichters

Um die Arbeitsweise des Stromrichters besser zu verstehen, werden einige innere Spannungen und Ströme beobachtet. Bild 7.16 zeigt die Kondensatorspannung u_C und den Strom i_{KR} durch die Kommutierungsinduktivität (siehe Bild 7.13). Der Strom i_{KR} kommutiert sehr schnell, die Spannung am Filterkondensator (u_C) zeigt dagegen eine geringe Welligkeit. Der Filterkondensator liefert die für die Kommutierung der Halbleiterschalter notwendigen Stromimpulse. Diesem Bild kann man auch entnehmen, daß die Grundwelle des Stromes i_{KR} in Phase mit der Kondensatorspannung u_C ist, unabhängig von der Höhe des Laststromes.

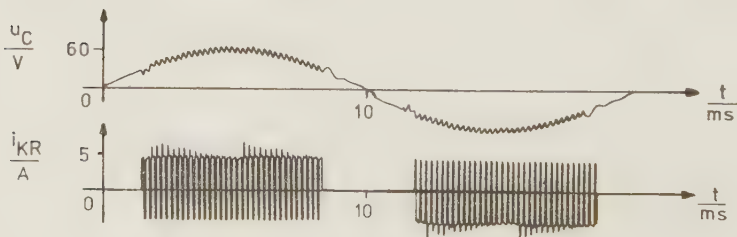


Bild 7.16 Kondensatorspannung u_C und Strom i_{KR} mit $i_L = 5\text{A}$

7.4.3 Netzrückwirkungen mit Regelkonzept 1

Bild 7.17 zeigt experimentelle Ergebnisse mit dem 6-Schalter Stromrichter in Brückenschaltung. Die Netzrückwirkungen werden mit Gleichstrom in der Last studiert. Um das dynamische Verhalten des Stromrichters zu untersuchen, wird im Bild 7.17 eine sprungförmige Änderung des Laststromes von 1A auf 4A gezeigt. Die Wirkkomponente i_W und die Blindkomponente i_B der Eingangsströme wurden mit der im Abschnitt 4.2.1 beschriebenen Schaltung gemessen. Der Laststrom i_L zeigt im Bild 7.17 ein gutes stationäres und dynamisches Verhalten. Der Wirkstrom i_W zeigt das gleiche Verhalten wie der Laststrom i_L . Der Blindstrom i_B hat einen kleinen positiven Mittelwert, der dem kapazitiven Strom der Filterkondensatoren entspricht. Der Eingangsstrom i_R' (siehe auch Bild 7.13) hat einen rechteckförmigen Verlauf mit einer überlagerten Schwingung. Diese Schwingung ist vom Filterkondensator C_F und der Streuin-

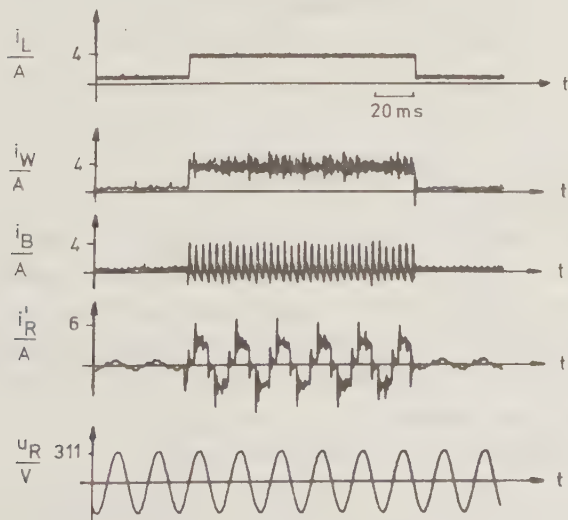


Bild 7.17 6-Schalter Stromrichter in Brückenschaltung. Sprungförmige Erhöhung des Laststromes von 1A auf 4A. $R_D=0\Omega$

duktivität des Eingangstransformators abhängig. Eine Gegenüberstellung zwischen dem Strom i_{KR} (siehe Bild 7.16) und dem Eingangsstrom i_R' (siehe Bild 7.17) zeigt die Wirkung des Filterkondensators.

Bild 7.18 zeigt das Frequenzspektrum des Eingangsstromes i_R' . Dieses Frequenzspektrum ist linear dargestellt und wurde mit einem konstanten Laststrom von $i_L = 4A$ aufgenommen. Der Eingangsstrom hat starke Komponenten bei 850 Hz und 950 Hz. Die Amplituden dieser zwei Oberschwingungen sind so groß, weil die Resonanzfrequenz des Eingangsschwingkreises in ihrer Nähe liegt.

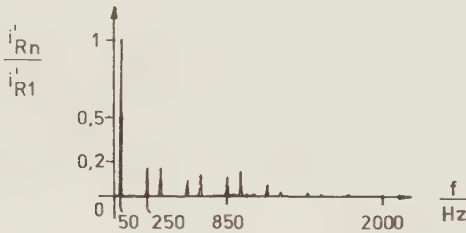


Bild 7.18 Frequenzspektrum des Eingangsstromes i_R' zu
Bild 7.17

7.4.4 Netzrückwirkungen mit Regelkonzept 2

Bild 7.19 zeigt das Verhalten des 6-Schalter Stromrichters in Brückenschaltung mit Regelung des Laststromes und des Netzblindstromes. Der Laststrom wurde sprungförmig von 2A auf -4A geändert. Der Blindstrom i_B hat jetzt einen Mittelwert Null ($i_B' = 0$). Der Eingangsstrom i_R'

- hat näherungsweise sinusförmigen Verlauf und
- bleibt in Phase mit der Strangspannung u_R

unabhängig von der Amplitude des Laststromes i_L . Diese Eigenschaften unterscheiden sich stark von denen der Stromrichter mit Phasenanschnittsteuerung [2].

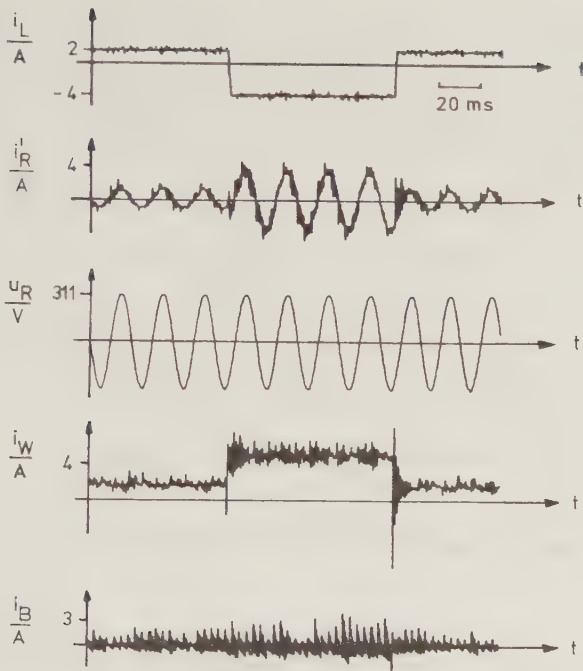


Bild 7.19 6-Schalter Stromrichter in Brückenschaltung. Sprungförmige Änderung des Laststromes von 2A auf -4A. Laststrom i_L ; Eingangsstrom i'_R ; Strangspannung u_R ; Wirkstrom i_W ; Blindstrom i_B
 $R = 4,5\Omega$, $L = 10\text{mH}$, $R_D = 0\Omega$

Bild 7.20 zeigt das Frequenzspektrum des Eingangsstromes i'_R unter den Bedingungen von Bild 7.19. Das Frequenzspektrum ist linear dargestellt und wurde mit einem Laststrom von $i_L = 4\text{A}$ aufgenommen. Die fünfte Oberschwingung hat eine Frequenz von 250Hz und eine Amplitude von 5,5%; theoretisch sollte diese Oberschwingung 4% betragen (siehe Bild 5.15-b). Die siebte Oberschwingung beträgt 6%, sollte aber nach der Theorie einen Wert von 2% haben. Der Unterschied erklärt sich durch die Wirkung des Eingangsschwingkreises, was in der theoretischen Überlegung von Kapitel 4 nicht berücksichtigt

wurde. Vergleicht man jedoch die Frequenzspektren von Bild 7.18 und Bild 7.20, dann kann man erkennen, daß die Regelung des Stromes i_B eine bedeutende Verbesserung der Eingangsströme zur Folge hat. Schon in den Bildern 7.17 und 7.19 kann man im Zeitverlauf von i_R' die Wirkung der Regelung von i_B sehen.

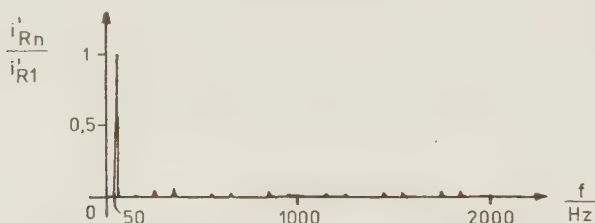


Bild 7.20 Frequenzspektrum des Eingangsstromes i_R' zu
Bild 7.19

Bild 7. 21 zeigt das Verhalten des Stromrichters mit Dämpfungswiderständen. Für diesen Versuch wurden Dämpfungswiderstände von $R_D = 1\Omega$ verwendet. Wenn man die Bilder 7.19 und 7.21 gegenüberstellt, kann man leicht sehen, daß die Widerstände R_D eine wirksame Dämpfung der Schwingungen des Eingangsschwingkreises bewirken. Im Bild 7.21 sieht man, daß der Blindstrom i_B um den Nullwert geregelt bleibt, unabhängig vom Wert des Wirkstromes i_W . Der Wirkstrom i_W zeigt ein ähnliches Verhalten wie der Laststrom i_L .

Bild 7.22 zeigt das Frequenzspektrum des Eingangsstromes i_R' unter den Bedingungen von Bild 7.21 bei einem Laststrom von $i_L = 4A$. Die Dämpfungswiderstände bewirken also eine zusätzliche Verkleinerung der Oberschwingungen des Eingangsstromes.

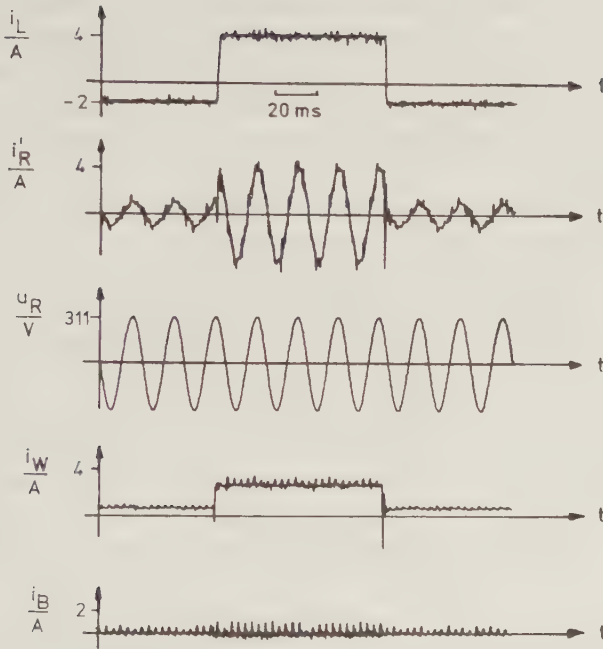


Bild 7.21 6-Schalter Stromrichter in Brückenschaltung mit Dämpfungswiderständen bei sprungförmiger Änderung des Laststromes i_L von 2A auf 4A. Laststrom i_L ; Eingangsstrom i_R' ; L-Strangspannung u_R ; Wirkstrom i_W ; Blindstrom i_B . $R=4,5\Omega$, $L=10\text{mH}$, $R_D=1\Omega$



Bild 7.22 Frequenzspektrum des Eingangsstromes i_R' zu Bild 7.21

Bild 7.23 zeigt die Eingangsströme i'_R , i'_S und i'_T des Stromrichters mit einem konstanten Laststrom von $i_L = 2A$. In diesem Versuch wurden Dämpfungswiderstände von $R_D = 2\Omega$ benutzt, um die Schwingungen stärker zu dämpfen. Auf diese Weise kann man leichter erkennen, daß der Eingangsstrom den gleichen Verlauf wie in Bild 4.15-a) aufweist.

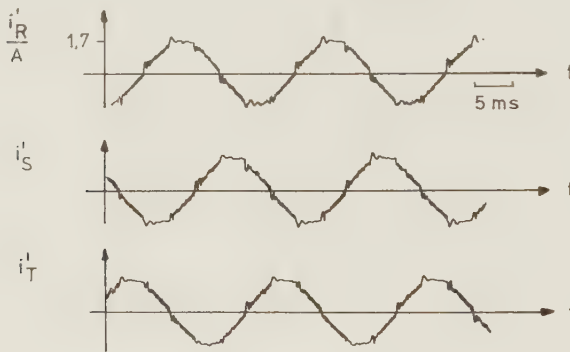


Bild 7.23 Eingangsströme i'_R , i'_S und i'_T des 6-Schalter Stromrichters in Brückenschaltung. $R = 1,7\Omega$, $L = 10mH$, $R_D = 2\Omega$

7.5 Der dreiphasige 9 - Schalter Stromrichter

In diesem Abschnitt wird experimentell das Verhalten des dreiphasigen Stromrichters mit passiver Last untersucht. Der Leistungsteil des Stromrichters wurde schon im Bild 6.6 vorgestellt und es wurden Filterkondensatoren von $C_F = 32\mu F$ und Kommutierungsinduktivitäten von $L_K = 5\mu H$ benutzt. Für die Regelung wurde die in Bild 5.8 vorgestellte Anordnung verwendet. Die Last wurde in Stern geschaltet und für jede Phase wurde $R = 4,5\Omega$ und $L = 5mH$ gewählt.

Im Bild 7.24 wurde der Sollwert des Stromes i_{1x} sprunghaft von 2A auf 4A erhöht. Der Sollwert des Stromes i_{1y} bleibt in diesem Versuch konstant bei $i_{1y}^* = 0$.

Der Laststrom für die Phase a (i_a) zeigt einen sinusförmigen Verlauf und hat eine Frequenz von 74Hz. Dieses Ergebnis beweist, daß der Stromrichter in der Lage ist, Lastströme mit guter Qualität und hoher Frequenz zu erzeugen. Die Frequenz der Ausgangsströme kann mehrfach höher als die Netzfrequenz sein, was bei Direktumrichtern mit Phasenanschnittsteuerung nicht möglich ist[1]. Der Wirkstrom i_W hat einen konstanten Mittelwert. Dies ist so, da in symmetrischen dreiphasigen Lasten der Augenblickswert der Gesamtleistung konstant ist. Der Wirkstrom i_W zeigt eine starke überlagerte Schwingung, weil der Eingangsschwingkreis schwach gedämpft ist ($R_D = 0 \Omega$) und weil der Eingangsstrom i'_R einen rechteckförmigen Verlauf hat.

Bild 7.25 zeigt die Wirkung eines Dämpfungswiderstandes von $R_D = 1 \Omega$ auf das Verhalten des dreiphasigen Stromrichters ohne Eingangsstromregelung. Am Ausgang des Stromrichters werden keine Änderungen beobachtet; die Ströme i_{1x} , i_{1y} und i_a zeigen den gleichen Zeitverlauf wie im Bild 7.24. Eingangsseitig gibt es jedoch eine deutliche Dämpfung des Schwingkreises. Man erkennt jetzt leichter den rechteckförmigen Verlauf des Eingangsstromes i'_R .

Bild 7.26 zeigt das Verhalten des dreiphasigen Stromrichters mit Regelung der Ein- und Ausgangsströme. Für die Regelung wurde die im Bild 5.13 vorgestellte Anordnung verwendet, wobei der Blindstrom i_B um den Nullpunkt geregelt wird. Am Ausgang des Stromrichters werden keine Unterschiede zu den Bildern 7.24 und 7.25 beobachtet. Eingangsseitig sind jedoch bedeutende Änderungen zu sehen. Der Eingangsstrom i'_R zeigt einen sinusförmigen Verlauf und eine überlagerte Schwingung, deren Amplitude kleiner als in Bild 7.24 ist. Interessant ist auch die Tatsache, daß der Eingangsstrom i'_R immer in Phase mit der Strangspannung u_R bleibt, unabhängig von der Amplitude und der Frequenz der Lastströme.

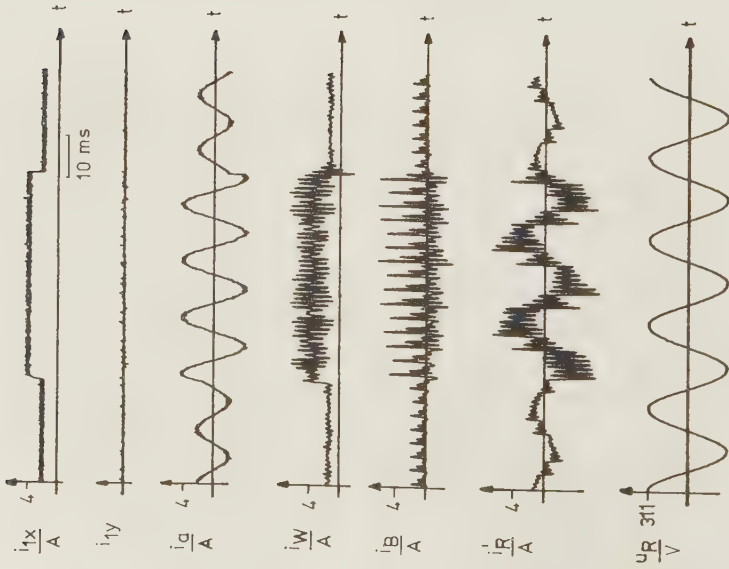


Bild 7.24 Dreiphasiger Stromrichter ohne Eingangsstromregelung
 $R = 4,5 \Omega$; $L = 5 \text{ mH}$; $R_D = 0 \Omega$

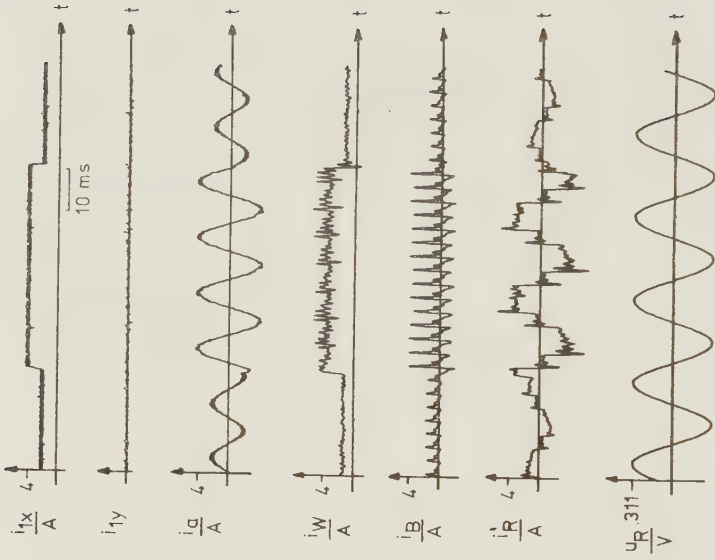


Bild 7.25 Dreiphasiger Stromrichter ohne Eingangsstromregelung
 $R = 4,5 \Omega$; $L = 5 \text{ mH}$; $R_D = 1 \Omega$

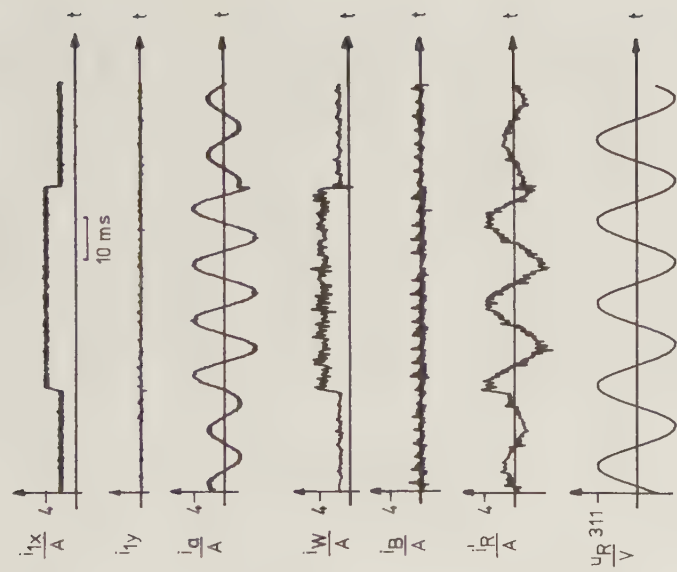


Bild 7.27 Dreiphasiger Stromrichter mit Regelung der Eingangsströme. $R=4,5\Omega$, $L=5\text{mH}$, $R_D=1\Omega$

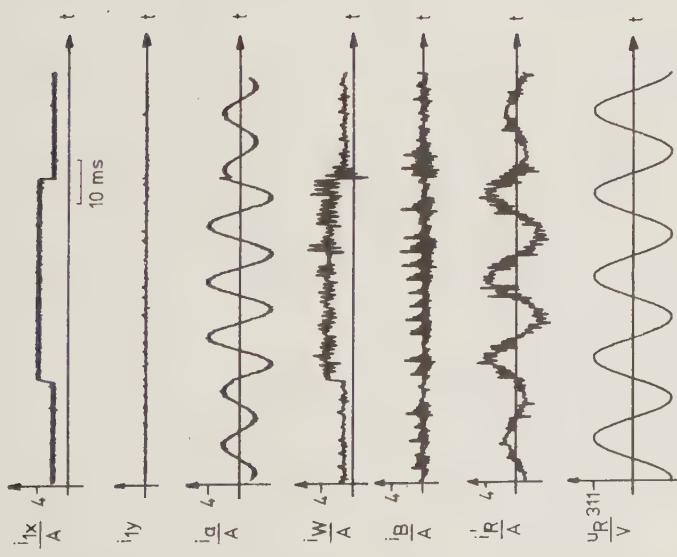


Bild 7.26 Dreiphasiger Stromrichter mit Regelung der Eingangsströme. $R=4,5\Omega$, $L=5\text{mH}$, $R_D=0\Omega$

Bild 7.27 zeigt abschließend die Wirkung des Dämpfungswiderstandes $R_D = 1\Omega$ auf das Verhalten des dreiphasigen Stromrichters mit Ein- und Ausgangsstromregelung. Ausgangsseitig gibt es keine Unterschiede zu den Ergebnissen anderer Versuche. Eingangsseitig sieht man, daß die überlagerten Schwingungen im Eingangsstrom eine kleinere Amplitude haben. Hier kann man deutlicher den sinusförmigen Verlauf des Eingangsstromes i'_R erkennen. Der Gebrauch von Dämpfungswiderständen bedeutet jedoch, daß im Stromrichter zusätzliche Verluste entstehen. Die im Abschnitt 7.4.4 vorgestellten Frequenzspektren zeigen, daß der Stromrichter mit Eingangsstromregelung und ohne Dämpfungswiderstände ohnehin einen sehr kleinen Oberschwingungsgehalt aufweist. Aus diesem Grund kann man auf die Dämpfungswiderstände verzichten.

8. ANWENDUNGEN

Transistorisierte Direktumrichter können in allen Anwendungen eingesetzt werden, wo ein gesteuerter Energiefluß zwischen Netz und Last verlangt wird. In der elektrischen Antriebstechnik werden hohe Ansprüche an den Stromrichter gestellt und aus diesem Grund werden die Arbeitseigenschaften dieser Direktumrichter in der Drehzahlregelung elektrischer Maschinen untersucht. Die Arbeitsweise der 3- und 6-Schalter Stromrichter wird experimentell in der Drehzahlregelung eines Scheibenläufer-Motors studiert. Der dreiphasige Direktumrichter wurde in der feldorientierten Drehzahlregelung einer Asynchronmaschine eingesetzt.

8.1 Drehzahlregelung einer Gleichstrommaschine

8.1.1 Drehzahlregelung mit dem 3-Schalter Stromrichter

Bild 8.1 zeigt das Prinzipschaltbild des 3-Schalter Stromrichters in Mittelpunktschaltung mit einem permanentmagnet-erregten Scheibenläufer-Gleichstrommotor. Die Daten des Motors befinden sich im Anhang A.1. Da der Motor eine sehr kleine Ankerinduktivität hat ($L_a = 0,2\text{mH}$), wurde eine zusätzliche Induktivität von $L_Z = 5\text{mH}$ eingesetzt, um die Taktfrequenz f_T zu verkleinern. Für die Drehzahlregelung wurde das Stromleitverfahren verwendet[35]. Nach diesem Verfahren liefert der Drehzahlregler den Sollwert für den unterlagerten Stromregelkreis. Der Drehzahlregler wurde nach den für Gleichstromantriebe üblichen Verfahren dimensioniert[35],[36]. Für diesen Versuch wurde der im Bild 7.6 vorgestellte Stromrichter mit Leistungs-MOSFET eingesetzt.

Bild 8.2 zeigt das Verhalten des drehzahlgeführten Antriebs bei sprungförmiger Änderung des Sollwertes n^* von -1000 Upm auf $+1000\text{ Upm}$. Der Ankerstrom i_a wurde am Ausgang des Drehzahlreglers auf einen Maximalwert von 8A begrenzt.

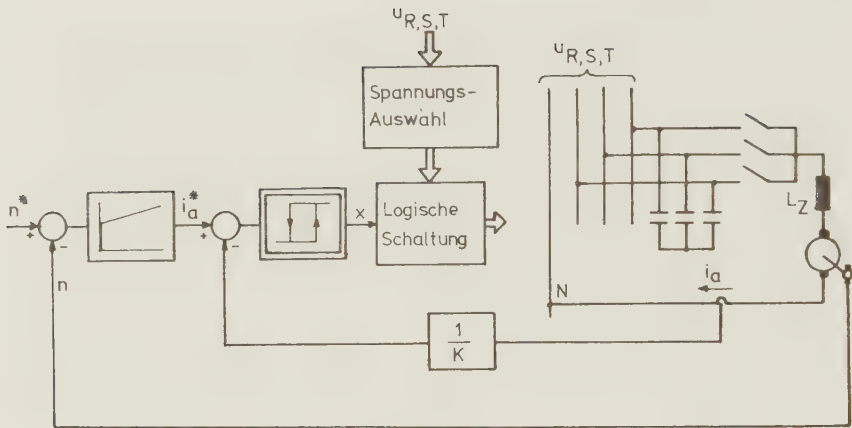


Bild 8.1 Prinzipschaltbild der Drehzahlregelung nach dem Stromleitverfahren mit dem 3-Schalter Stromrichter in Mittelpunktschaltung

Das gesamte Regelsystem zeigt ein gutes dynamisches und stationäres Verhalten. Der Ankerstrom zeigt eine vernachlässigbare Welligkeit, was auf die hohe Taktfrequenz des Stromrichters zurückzuführen ist.

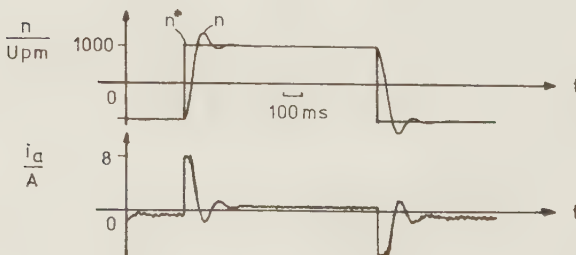


Bild 8.2 Reversiervorgang eines mit dem 3-Schalter Stromrichter gespeisten Scheibenläufer-Servomotors

8.1.2 Drehzahlregelung mit dem 6-Schalter Stromrichter

Bild 8.3 zeigt das Prinzipschaltbild der Drehzahlregelung für den Scheibenläufer-Gleichstrommotor mit dem 6-Schalter Stromrichter. Der Motor bekommt die verkettete Netzspannung. Eine zusätzliche Induktivität von $L_Z = 4\text{mH}$ wurde benutzt um die Taktfrequenz zu verkleinern. Wie im Abschnitt 8.1.1 liefert der PI-Drehzahlregler den Sollwert i_a^* für die innere Stromregelschleife.

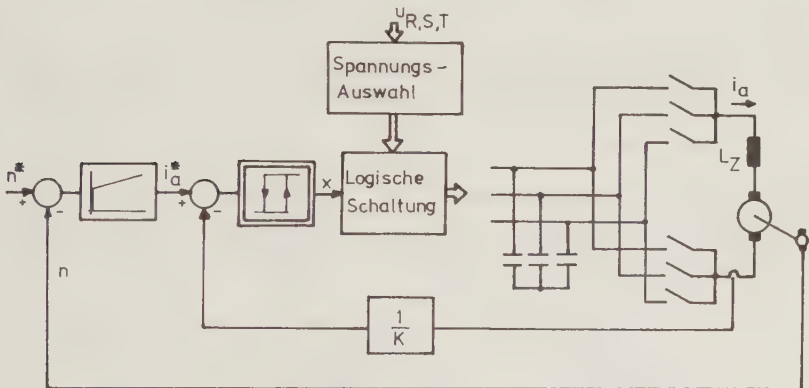


Bild 8.3 Prinzipschaltbild der Drehzahlregelung einer Gleichstrommaschine nach dem Stromleitverfahren mit dem 6-Schalter Stromrichter in Brückenschaltung

Im Bild 8.4 wurde der Sollwert der Drehzahl sprunghaft von -1000 Upm auf 1000 Upm geändert. Der Ankerstrom i_a wurde am Ausgang des Drehzahlreglers auf einen Maximalwert von 5A begrenzt. Das Regelsystem zeigt ein gutes dynamisches und stationäres Verhalten.

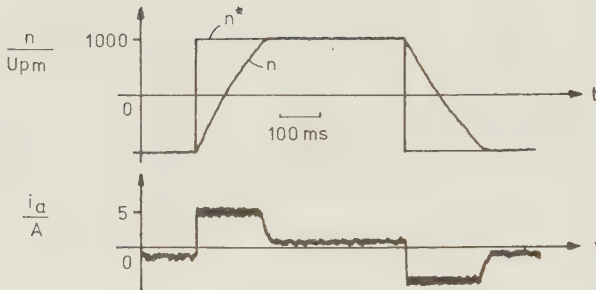


Bild 8.4 Reversiertvorgang eines mit dem 6-Schalter Stromrichter in Brückenschaltung gespeisten Gleichstrommotors

8.2 Drehzahlregelung einer dreiphasigen Asynchronmaschine

8.2.1 Die feldorientierte Drehzahlregelung

In dem Verfahren der Feldorientierung werden die Ständervariablen dreiphasiger Maschinen in eine feldbildende- und eine drehmomentbildende-Komponente zerlegt [19]. Dieses Prinzip stellt gegenwärtig eine universelle und hochwertige Lösung dar [37], wobei das Drehmoment unabhängig vom Fluß eingestellt wird.

Wenn die Maschine mit eingeprägten Strömen gespeist wird, dann vermeidet man die störende Wirkung der Ständerwiderstände. Bleibt der Fluß konstant, erhält man eine einfache Beziehung zwischen der Läuferfrequenz ω_2 und dem Ständerstrom, was vorteilhaft für die Signalverarbeitung ist [38].

Um die Schaltung für die Drehzahlregelung zu entwerfen, benutzt man die Beziehung zwischen den elektrischen und mechanischen Variablen. Diese Beziehung erhält man aus der Bewegungsgleichung

$$d_M - d_L = 2\pi\theta \frac{dn}{dt} \quad (8.1)$$

und aus der Gleichung für das elektrische Drehmoment

$$d_M = -\frac{3}{2} Z_P \Psi_2 \times i_2 \quad (8.2)$$

Im folgenden wird die y-Achse der im Abschnitt 5.1.1 eingeführten komplexen x-y Ebene in Richtung des Läuferflusses Ψ_2 orientiert. Damit ergibt sich

$$\Psi_{2x} = \frac{d\Psi_{2x}}{dt} = 0 \quad (8.3)$$

$$|\Psi_2| = \Psi_{2y} \quad (8.4)$$

Ersetzt man die Gleichung (8.3) in der vierten Zustandsgleichung (5.16), dann erhält man für den Läuferfluß

$$\frac{d\Psi_{2y}}{dt} + \frac{R_2}{L_2} \Psi_{2y} = \frac{R_2}{L_2} L_h i_{1y} \quad (8.5)$$

Diese Gleichung zeigt die Beziehung zwischen dem Läuferfluß Ψ_{2y} und dem Ständerstrom i_{1y} . Wenn ein konstanter Ständerstrom i_{1y} eingeprägt wird, dann bleibt der Läuferfluß Ψ_{2y} konstant.

Mit Gleichungen (8.3) und (5.13-c) erhält man

$$i_{2x} = -\frac{L_h}{L_2} i_{1x} \quad (8.6)$$

Wenn man die Gleichungen (8.3) und (8.4) in (8.2) einsetzt, dann ergibt sich

$$d_M = \frac{3}{2} Z_P \Psi_{2y} i_{2x} \quad (8.7)$$

und mit Gleichung (8.6) und (8.7) erhält man anschließend

$$d_M = -\frac{3}{2} Z_P \Psi_{2y} \frac{L_h}{L_2} i_{1x} \quad (8.8)$$

Diese Gleichung zeigt, daß, wenn der Läuferfluß Ψ_{2y} konstant bleibt, das elektrische Drehmoment d_M zum Ständerstrom i_{1x} proportional ist. Bild 8.5 zeigt in einem Blockschaltbild die Beziehung zwischen den Ständerströmen und dem Drehmoment. Den Läuferfluß Ψ_{2y} erhält man durch ein VZ_1 -Glieder aus dem Ständerstrom i_{1y} . Die Zeitkonstante des Läufers hat einen großen Wert und deswegen hat der Läuferfluß ein langsames dynamisches Verhalten. Ändert man dagegen den Strom i_{1x} und hält man den Strom i_{1y} konstant, so ändert sich gleichzeitig

das Drehmoment d_M und damit wird ein gutes dynamisches Verhalten der Drehzahl erreicht.

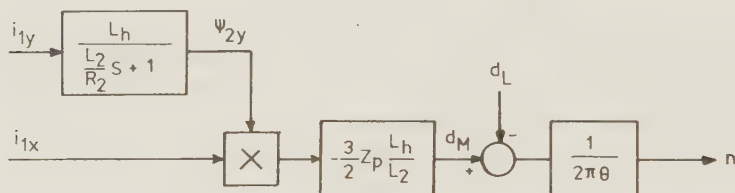


Bild 8.5 Beziehung zwischen den Ständerströmen i_{1x} und i_{1y} und dem Drehmoment d_M

Wenn man die Gleichung (8.3) in der dritten Zustandsgleichung (5.16) einsetzt, dann erhält man

$$i_{1x} = - \frac{L_2 \psi_{2y}}{R_2 L_h} \omega_2 \quad (8.9)$$

Wird der Läuferfluß ψ_{2y} konstant gehalten, so gibt es eine direkte Beziehung zwischen dem Ständerstrom i_{1x} und der Läuferfrequenz ω_2 . Es ist notwendig, die Läuferfrequenz ω_2 für die Berechnung der Winkelgeschwindigkeit ω_s zu messen oder zu berechnen. Erst wenn die Winkelgeschwindigkeit ω_s der Bezugsachse x bekannt ist, dann kann man die Koordinatentransformation der Ständerströme durchführen.

Aus den Gleichungen (8.8) und (8.9) erhält man

$$d_M = \frac{3}{2} Z_P \frac{\psi_{2y}^2}{R_2} \omega_2 \quad (8.10)$$

Wenn der Läuferfluß ψ_{2y} konstant ist, dann ist das Drehmoment zur Läuferfrequenz ω_2 proportional. Die Läuferfrequenz ω_2 kann also am Ausgang des Drehzahlreglers gemessen werden.

Bei konstantem Läuferfluß ergibt sich aus Gleichung (8.5)

$$\psi_{2y} = L_h i_{1y} \quad (8.11)$$

Setzt man Gl (8.11) in Gl (8.9) ein, dann ergibt sich

$$i_{1x} = -\frac{L_2}{R_2} i_{1y} \omega_2 = K_1 \omega_2 \quad (8.12)$$

8.2.2 Beschreibung der Regeleinrichtung

Bild 8.6 zeigt das Prinzipschaltbild der Regeleinrichtung für die Drehzahlregelung eines mit einem dreiphasigen Direktumrichter gespeisten Asynchronmotors. Der Sollwert n^* der Drehzahl wird mit dem Istwert n am Eingang des PI-Drehzahlreglers verglichen. Die Drehzahl n wird mit dem Tachogenerator TG gemessen. Der Ausgang des Drehzahlreglers gibt Aufschluß darüber, wieviel Drehmoment d_M erzeugt werden muß, um die gewünschte Drehzahl zu erreichen. Die feldbildende Komponente des Ständerstromes (i_{1y}) hat einen konstanten Sollwert i_{1y}^* , der mit einem Potentiometer erzeugt wird. Da der Läuferfluß durch die Regelung des Ständerstromes i_{1y} konstant bleibt, ist das Drehmoment d_M der Läuferfrequenz ω_2 proportional (siehe Gl. (8.10)). So erhält man am Ausgang des Drehzahlreglers die Läuferfrequenz ω_2 . Den Sollwert i_{1x} für den Ständerstrom i_{1x} erhält man gemäß Gl. 8.12 aus dem Produkt zwischen ω_2 und der Konstante K_1 .

Für die Transformation aus dem ständerfesten α - β -Koordinatensystem in ein rotierendes x - y -Koordinatensystem muß die Lage γ des Läuferfeldes berechnet werden. Den Winkel γ des Läuferfeldes erhält man aus der Addition von Läuferwinkel θ und Winkel γ_2 , für den die Beziehung

$$\omega_2 = \frac{d}{dt} \gamma_2 \quad (8.13)$$

gilt. Die Lage des Läufers wird mit einem Impulsgeber (IG) gemessen. Der Impulsgeber liefert zwei um 90° verschobene Impulsreihen, die in einer Schaltung (IA) ausgewertet werden. Den Winkel γ_2 erhält man durch Integration aus der Läuferfrequenz ω_2 . Diese Integration wurde in digitaler Form durchgeführt, um hohe Genauigkeit zu erhalten. Dafür wurden ein spannungsgesteuerter Oszillator und ein Zähler verwendet. Die Addition der Winkel θ und γ_2 wurde gleichfalls in digitaler Form durchgeführt [39]. So erhält man den Winkel γ in digitaler Form, wie es für den Speicher und für

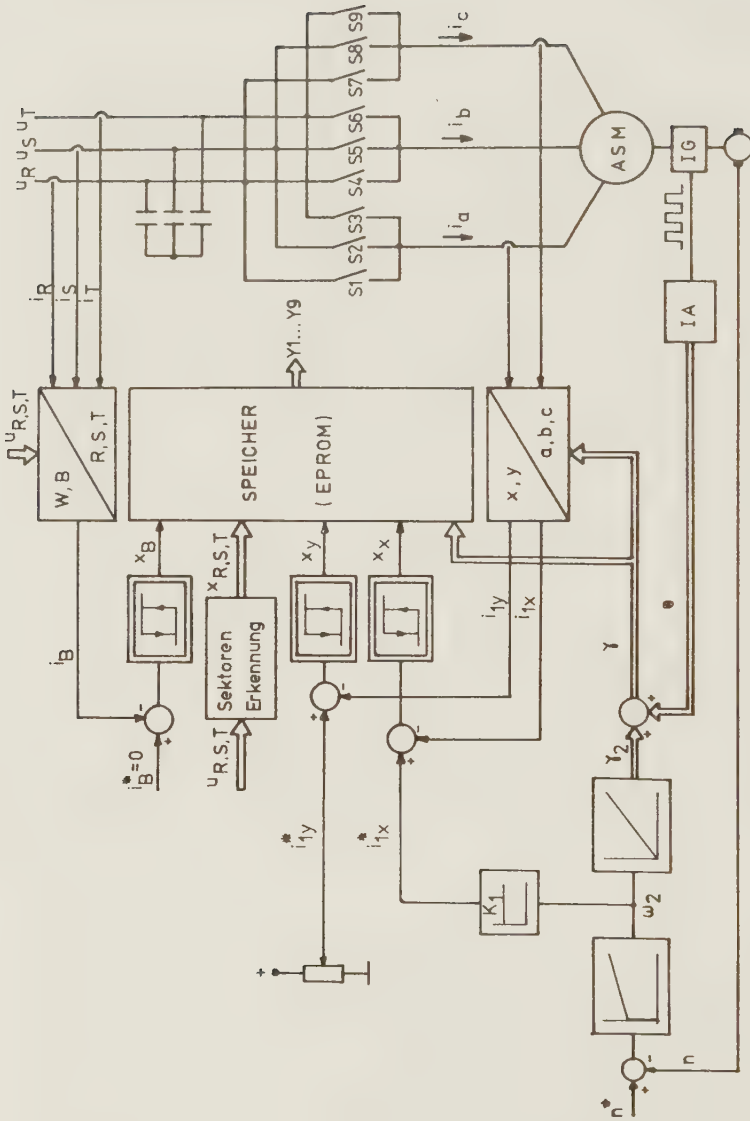


Bild 8.6 Prinzipschaltbild für die Drehzahlregelung einer dreiphasigen Asynchronmaschine, die mit einem transistorsierten Direktumrichter gespeist wird

die Koordinatentransformation notwendig ist.

Die Arbeitsweise der Stromregelkreise wurde schon im Abschnitt 5 beschrieben. Bild 8.6 zeigt die zusätzliche Schleife für die Regelung des Blindstromes i_B .

8.2.3 Experimentelle Ergebnisse

Die Arbeitseigenschaften des transistorisierten Direktumrichters wurden bei der Drehzahlregelung einer dreiphasigen Asynchronmaschine experimentell untersucht. Die Daten der verwendeten Asynchronmaschine befinden sich im Anhang A1. Für die Versuche wurde der im Bild 6.6 vorgestellte Leistungsteil benutzt. Es wurden Untersuchungen ohne und mit Regelung der Eingangsströme durchgeführt.

Bild 8.7 zeigt das Kleinsignalverfahren der Drehzahlregelung bei sprunghörmiger Änderung des Sollwertes n^* von -40 Upm auf 40 Upm. Der drehmomentbildende Strom i_{1x} baut sich sehr schnell auf, um das erforderliche Drehmoment zu erzeugen, während der feldbildende Strom i_{1y} unverändert bleibt. Dieses Ergebnis beweist, daß man beide Ströme voneinander getrennt regeln kann. Der Antrieb zeigt ein sehr gutes dynamisches Verhalten.

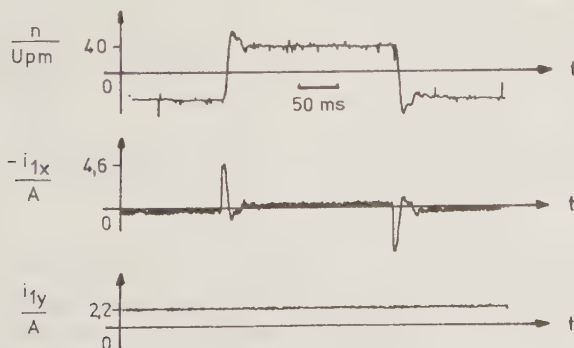


Bild 8.7 Drehzahlregelung einer dreiphasigen Asynchronmaschine. Reversiervorgang.

Im Bild 8.8 wird ein Reversiertvorgang von -800 Upm auf 800 Upm mit Eingangsstromregelung und ohne Dämpfungswiderstände R_D vorgestellt.

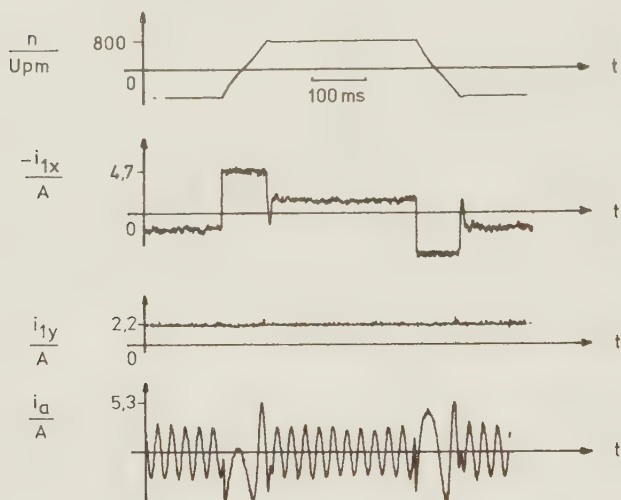


Bild 8.8 Drehzahlregelung einer dreiphasigen Asynchronmaschine. Reversiertvorgang von -800 Upm auf 800 Upm

In diesem Versuch wurde der drehmomentbildende Strom i_{1x} auf einen Maximalwert von 4,7A begrenzt. Im stationären Zustand hat der Motor einen hohen drehmomentbildenden Strom ($i_{1x} = 1,2A$).

Anschließend wird das Verhalten der Eingangsströme des Direktumrichters untersucht.

Bild 8.9 zeigt einen Reversiertvorgang der Asynchronmaschine von -400 Upm auf 400 Upm ohne Regelung des Eingangsblindstromes i_B und ohne Dämpfungswiderstände R_D . Der Eingangsstrom i_R weist starke Schwingungen auf, die vom rechteckförmigen Verlauf des Stromes i_R (siehe Bild 4.7-a)) in Verbin-

dung mit der schwachen Dämpfung des Eingangsschwingkreises verursacht werden. Der Eingangsstrom i'_R erreicht in diesem Versuch einen Spitzenwert von 10A. Große Schwingungen erscheinen auch in den Blind- und Wirkströmen des Stromrichters.

Bild 8.10 zeigt den gleichen Übergang ohne Regelung des Eingangsblindstromes i_B und mit einem Dämpfungswiderstand von $R_D = 1\Omega$. Dieser zusätzliche Widerstand bewirkt eine starke Dämpfung des Eingangsschwingkreises. Hier kann man deutlicher den rechteckförmigen Verlauf des Eingangsstromes erkennen.

Bild 8.11 zeigt den gleichen Versuch mit Regelung des Eingangsblindstromes i_B und ohne Dämpfungswiderstände. Der Eingangsstrom i'_R hat jetzt kleinere Oberschwingungen und bleibt unabhängig von der Höhe des Laststromes in Phase mit der Strangspannung u_R .

Bild 8.12 zeigt den gleichen Reversiervorgang mit Regelung des Eingangsblindstromes i_B und mit einem Dämpfungswiderstand von $R_D = 1\Omega$. Mit dieser zusätzlichen Dämpfung kann man deutlicher den nahezu sinusförmigen Verlauf des Eingangsstromes i'_R erkennen. Wirk- und Blindstrom schwingen dementsprechend weniger.

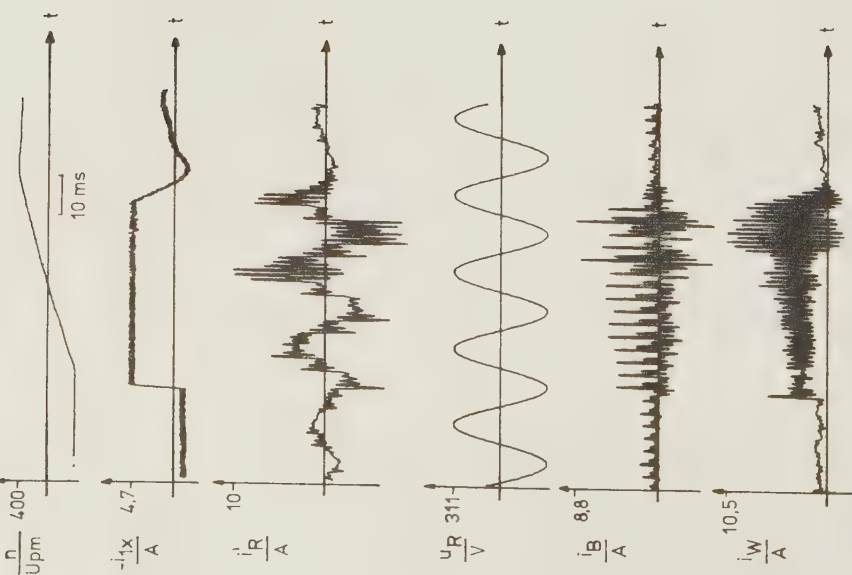


Bild 8.9 Reversiervorgang ohne Regelung von i_B .

$R_D = 0 \Omega$

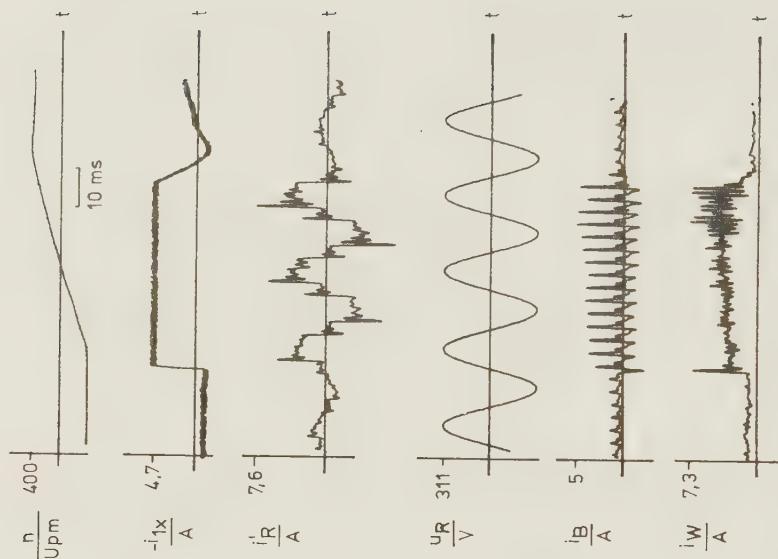


Bild 8.10 Reversiervorgang ohne Regelung von i_B .

$R_D = 1 \Omega$

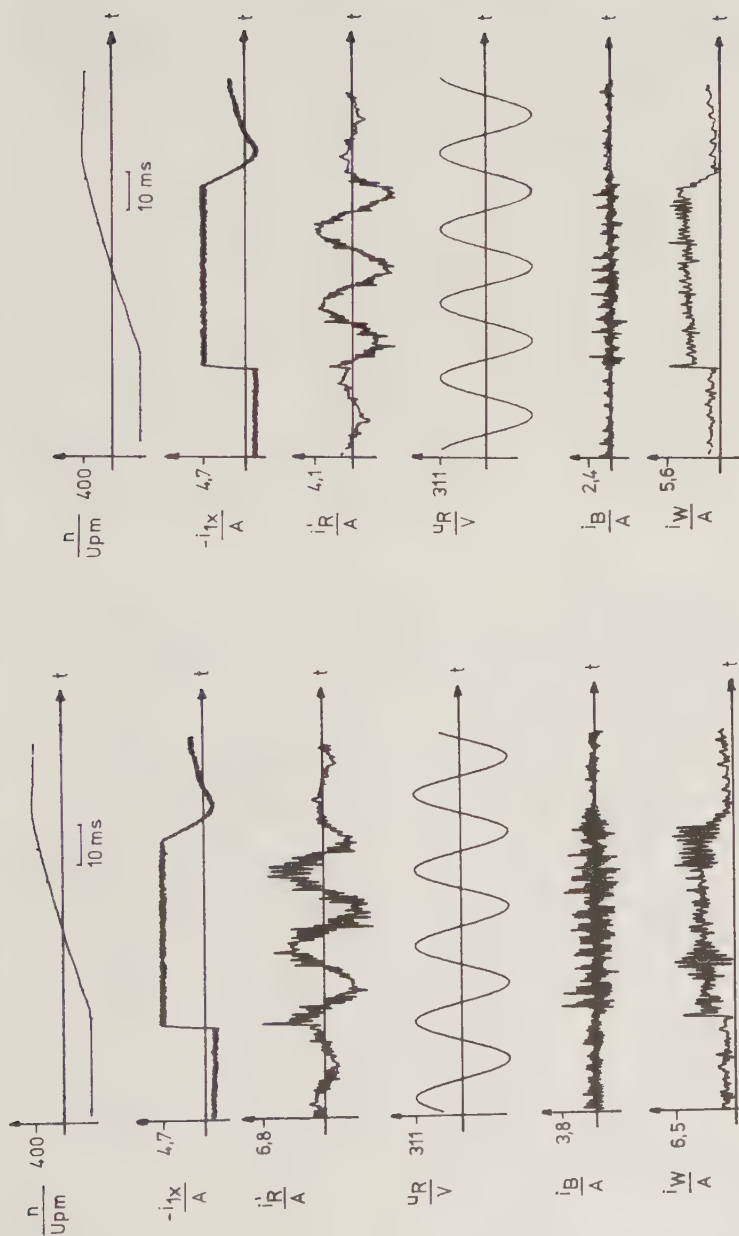


Bild 8.11 Reversivorgang mit Regelung von i_B .

$R_D = 0 \Omega$

Bild 8.12 Reversivorgang mit Regelung von i_B .

$R_D = 1 \Omega$

9. ZUSAMMENFASSUNG

Die vorliegende Arbeit befaßt sich mit dem theoretischen und experimentellen Studium der wichtigsten Arbeitseigenschaften von transistorisierten Direktumrichtern mit ein- und dreiphasiger Last. Diese Art von Direktumrichter arbeitet mit einer hohen Taktfrequenz.

Als Grundelement des Stromrichters wurde der abschaltbare Halbleiterschalter gewählt, der aus zwei Feldeffekttransistoren (Leistungs-MOSFET) aufgebaut ist. Die hohe Steuerbarkeit und das gute dynamische Verhalten dieser Halbleiterschalter ermöglichen eine bedeutende Vereinfachung des Modulationsverfahrens und der Regelung. Es ist nicht notwendig, den Nulldurchgang des Laststromes und die verschiedenen Quadranten der Arbeitsbereiche zu erfassen, was eine erhebliche Vereinfachung in der Informationsverarbeitung bewirkt.

Diese Art von Direktumrichter ist in der Lage, Lastströme zu erzeugen, die eine hohe Frequenz und einen sehr niedrigen Oberschwingungsgehalt besitzen. Die Lastfrequenz ist nicht von der Netzfrequenz begrenzt und es kann problemlos Frequenz Null (Gleichstrom) erzeugt werden. Diese Direktumrichter mit Stromregelung arbeiten wie gesteuerte ein- und dreiphasige Stromquellen, was günstig für die Regelung elektrischer Maschinen ist. Die Stromrichter können auch als gesteuerte Spannungsquellen eingesetzt werden. Diese Direktumrichter sind symmetrisch, weil sie keine Beschränkungen zur Richtung des Leistungsflusses zwischen Netz und Last aufweisen. Aus diesem Grund sind diese Direktumrichter für den Einsatz in 4-Quadranten-Antrieben sehr gut geeignet. Die Stromrichter mit 3 und 6 Halbleiterschaltern haben ein sehr gutes Verhalten bei der Regelung eines Scheibenläufer-Servomotors gezeigt. Der dreiphasige Direktumrichter wurde in der feldorientierten Drehzahlregelung einer dreiphasigen Asynchronmaschine eingesetzt.

Der 3-Schalter Direktumrichter in Mittelpunktschaltung besitzt einfachen Leistungsteil und einfache Steuerschaltung. Der Laststrom ist frei von 150Hz-Oberschwingungen, weil der Zweipunktregler die Störungen der in der Regelung verwendeten Spannungen u_p und u_n vollständig ausregelt. In dieser Anordnung erhält man eine geringe Spannungsausnutzung der Ventile, weil diese die verketteten Netzspannungen sperren müssen, während an die Last nur die Strangspannungen gelegt werden. Wenn durch die Last Gleichstrom fließt, so entsteht ein Gleichanteil in den Eingangsströmen, welcher eine ungünstige Belastung des Eingangstransformators bewirkt. Der Eingangsstrom erhält zahlreiche Oberschwingungen, was eine typische Eigenschaft der Stromrichter in Mittelpunktschaltung ist. Aus diesem Gründen ist der 3-Schalter-Stromrichter nur für kleine Leistungen geeignet.

Der 6-Schalter Direktumrichter in Brückenschaltung hat mehr Ventile und eine bessere Spannungsausnutzung, weil in diesem Fall verkettete Spannungen an die Last gelegt werden. Wenn durch die Last Gleichstrom fließt, enthalten die Netzströme keinen Gleichanteil. Die Grundschiwingung des Eingangsstromes ist in Phase mit der Strangspannung des Netzes, unabhängig von der Amplitude des Laststromes, was ein deutlicher Vorteil gegenüber Stromrichter mit natürlicher Kommutierung ist. Durch die Verwendung einer zusätzlichen Regelschleife für die Blindkomponente des Eingangsstromes ist es möglich, eine starke Reduktion des Oberschwingungsgehaltes zu erreichen. Die Eingangsströme zeigen einen nahezu sinusförmigen Zeitverlauf. Die Information aus dem speisenden Netz und aus den Regelschleifen wurde in digitaler Form verarbeitet. Die unterschiedlichen Schaltzustände des Stromrichters wurden in einer integrierten Schaltung gespeichert. Damit erhält man bei geringem schaltungstechnischen Aufwand ein hochintelligentes Stellglied.

Der dreiphasige Direktumrichter braucht 9 Halbleiterschalter, um das dreiphasige Netz mit der dreiphasigen Last zu verbinden. Auch in dieser Version wurde eine hohe Spannungsausnutzung der Ventile erreicht. Die Frequenz der Lastströme ist nicht von der Frequenz des Netzes begrenzt. Der Eingangsstrom hat eine Frequenz von 50Hz und bleibt in Phase mit der Strangspannung des Netzes, unabhängig von der Amplitude und der Frequenz des Laststromes. Mit einer zusätzlichen Regelschleife für den Blindstrom werden die Oberschwingungen des Eingangsstromes stark reduziert.

Wegen der Arbeitsweise dieser transistorisierten Direktumrichter ist es notwendig, Filterkondensatoren einzusetzen. Diese Filterkondensatoren vermeiden Überspannungen, die von der Streuinduktivität des Eingangstransformators verursacht werden. Die Filterkondensatoren dienen auch dazu, die höherfrequenten Komponenten der Eingangsströme vom Netz fernzuhalten. Diese Wechselspannungskondensatoren müssen so klein wie möglich gewählt werden, um die Kosten zu reduzieren und um eine kapazitive Belastung des Netzes zu vermeiden. Filterkondensatoren und Streuinduktivität des Eingangstransformators bilden einen Parallelschwingkreis, der vom Eingangsstrom des Direktumrichters zu Schwingungen angeregt wird. Durch Verwendung von zusätzlichen Widerständen ist es möglich, die Schwingungen des Eingangskreises zu dämpfen. Diese Maßnahme ist mit zusätzlichen Verlusten verbunden, was eine Verschlechterung des Wirkungsgrades mit sich bringt. Die Regelung des Blindanteils des Eingangsstromes stellt eine sehr gute Möglichkeit dar, die Amplitude dieser Schwingungen zu verkleinern. In diesem Fall werden zusätzliche Schaltungen benötigt, dafür besitzt aber der Stromrichter einen sehr guten Wirkungsgrad.

Die starke und andauernde Entwicklung der Halbleitertechnologie hat in den letzten Jahren neue Möglichkeiten für die Leistungselektronik und für die Stromrichtertechnik erschlossen. Es ist heutzutage möglich, mehrere Leistungstransistoren und Dioden in einer integrierten Schaltung aufzubauen, was eine erhebliche Vereinfachung und Verkleinerung des gerätetechnischen Aufwandes bewirkt. Die Entwicklung der Mikroelektronik hat außerdem ermöglicht, daß hochwertigere, kleinere und in vielen Fällen billigere Bausteine für die Steuerung und Regelung von Stromrichtern auf den Markt kommen. Diese Tatsachen deuten darauf hin, daß die Entwicklung der Stromrichtertechnik in Richtung intelligenterer, kleinere, zuverlässigere und billigere Stellglieder gehen wird. Transistorisierte Direktumrichter können problemlos integriert werden, weil sie den Energiefluß in beide Richtungen ermöglichen, weil sie keine großen Energiespeicher brauchen und weil sie kleine Verluste aufweisen. Auf dem Markt gibt es bereits Leistungsmodule mit drei abschaltbaren Halbleiterschaltern in einem Gehäuse, was eine sehr interessante Lösung für den Direktumrichter in Mittelpunktschaltung ist. Die guten Arbeitseigenschaften und die Kosten einer Realisierung mit Leistungsmodulen zeigen, daß transistorisierte Direktumrichter eine bemerkenswerte Alternative zu anderen Stromrichterarten darstellen.

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] Heumann, K.: Grundlagen der Leistungselektronik.
B. G. Teubner Stuttgart 1975
- [2] M8ltgen, G.: Netzgef8hrte Stromrichter mit Thyristoren.
3. Aufl. Siemens-Fachbuch 1974
- [3] Kloss, A.: Stromrichter-Netzur8ckwirkungen in Theorie
und Praxis. AT Verlag, Schweiz 1981
- [4] Heumann, K. und Knuth, D.: Energieumformung mit Strom-
richtern-Elektrotechnische Grundlagen. ETZ-A Bd. 95
(1974) S. 189-197
- [5] Brandt, A.: Der Netztaktumrichter. Bull. ASE 62 (1971)
15, S. 714-729
- [6] Popow, W.I.: Der Zwangskommutierte Direktumrichter mit
sinusf8rmiger Ausgangsspannung. Elektrie 28 (1974) H.4,
S. 194-196
- [7] Schlotheim, G.: Untersuchungen an einem neuen zwangskom-
mutierten Direktumrichter zur Speisung ein-oder mehrpha-
siger Verbraucher. Diss. Univ. Darmstadt, 1972
- [8] Daniels, A and Slattery, D.: New power convertor technique
employing power transistors. Proc. IEE, Vol 25, No. 2,
Feb. 1978 S. 146-150
- [9] Venturini, M.: A new sine wave in,sine wave out conver-
sion technique eliminates reactive elements. Procee-
dings of Powercon 7 (1980) S. E3-1 bis E3-15
- [10] Gyugyi, L. and Pelly, B.R.: Static power frequency changers.
Verlag John Wiley and Sons, New York 1976
- [11] Ecklebe, P.: Transistorisierter Direktumrichter f8r Dreh-
stromantriebe. Elektrie 34 (1980) H. 8, S. 413-415

- [12] Braun, M. and Hasse, K.: A direct frequency changer with control of input reactive power. Proceedings of Third IFAC Symposium control in power electronics and electrical drives, Schweiz, 1963, S. 187-194
- [13] Busse, A. and Holtz, J.: Multiloop control of a Unity Power Factor Fast Switching AC to DC Converter, IEEE PESC. 1972, Cambridge, S. 171-179
- [14] Kovacs, K.P. und Racs, I.: Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, Band I und II. Verl. d. Ungar. Akad. d. Wissensch., Budapest 1959
- [15] Gyugyi, L.: Input Power Factor of AC to AC Power Converters. IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA- 6, No.4, July/August 1980
- [16] Braun, M.: Ein dreiphasiger Direktumrichter mit Pulsbreitenmodulation zur getrennten Steuerung der Ausgangsspannung und der Eingangsblindleistung. Diss. TH Darmstadt, 1983
- [17] Rodríguez, J.: A new control technique for AC-AC converters. Proc. of the 3 rd. IFAC Symposium, Sept.1983, Schweiz
- [18] Rodríguez, J.: A four-quadrant three-pulse transistor rectifier. Proc. of the IEEE, IAS Annual Meeting, Chicago, USA 1984
- [19] Blaschke, F.: Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine. Siemens Forsch.- und Entwickl.-Ber. Bd.1 ,Nr.1/72, 1972
- [20] Pfaff, G.: Regelung elektrischer Antriebe I. R. Oldenbourg. München-Wien, 1971

- [21] Meyer, J.: Entwurf und Untersuchung von Drehzahlregelungen für Asynchronmaschinen. Studienarbeit am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe. Univ. Erlangen-Nürnberg 1983
- [22] Kastner, G.: Regelung einer mit einem transistorisierten Pulsumrichter gespeisten Drehfeldmaschine. Diplomarbeit am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe, Univ. Erlangen-Nürnberg, 1984
- [23] N., N.: Hexfet Databook. International Rectifier Co. USA, 1981
- [24] Collmer, Jan.: Hybrid Power Modules-An Overview. Proc. of the Power Conversion International, PCI-83, S. 185-190, USA 1983
- [25] Ohno, E.; Akamatsu, M.; Yamasaki, N.; Kojima, S.: General Purpose variable frequency inverter using integrated power modules and LSI. Proceedings of the PESC 82, S.478-487, USA, 1982
- [26] N., N.: Leistungstransistor-Module. Katalog der Fa. Mitsubishi Ausgabe 1983
- [27] Heumann, K. and Marquardt, R.: Replacement of thyristors with commutation cirwits in choppers and inverters by GTO's. Proc. of the Power Electronics Conference PESC82, S.160-170, USA, 1982
- [28] Bösterling, W. und Fröhlich, M: Thyristorarten ASCP, RLT und GTO-Technik und Grenzen ihrer Anwendung. etz Bd. 104 (1983) Heft 24
- [29] Pichler, A. und Schott, W.: Potentialfreie SIPMOS-Leistungstransistoren-Ansteuerung auf induktiven, optischem und piezoelektrischem Wege. Siemens Components 20 (1982) Heft 1, S. 8-13

- [30] Rodríguez, J. und Sack, L.: Schnelle Ansteuer- und Schutzschaltung für Feldeffekt-Leistungstransistoren Elektronik 18/9.9 1983, S. 25-27
- [31] Rischmüller, K.: Darlington-Module mit geringen Schaltverlusten. Elektronik 18/9.9 1983, S. 108- 112
- [32] Freundel, P. and Dobray, E.: A new power MOSFET with a fast-recovery internal inverse diode. Proc. of the Power Conversion International PCI'83, S. 52- 61 , USA 1983
- [33] Dettelbacher, R.: Resonanzen bei Direkt-Umrichtern, Studienarbeit am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen. Univ. Erlangen-Nürnberg 1984
- [34] Bystron, K.: Leistungselektronik. Carl Hanser Verlag, München Wien 1979
- [35] Buxbaum, A. und Schierau, K.: Berechnung von Regelkreisen der Antriebstechnik AEG-TELEFUNKEN, 1978
- [36] Langhoff, J. und Raatz, E.: Geregelte Gleichstromantriebe. Elitera Verlag Berlin 1977
- [37] Leonhard, W.: Control of AC-Machines with the help of microelectronics. Survey Paper, 3 rd. IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives Schweiz, 1983, S. 35-58
- [38] Garcés, L.: Ein Verfahren zur Parameteranpassung bei der Drehzahlregelung der umrichter gespeisten Käfigläufermaschine. Diss. TH Darmstadt, 1979
- [39] Hauck, O.: Aufbau einer Regelung für Asynchron-Servomotoren. Diplomarbeit am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen Univ. Erlangen-Nürnberg 1982

A.1. Daten der verwendeten Motoren

Scheibenläufer-Gleichstrommotor

Nennndaten:

$$U_N = 105 \text{ V}$$

$$I_N = 6,5 \text{ A}$$

$$P_N = 0,5 \text{ kW}$$

$$n_N = 3000 \text{ min}^{-1}$$

Parameter:

$$L_a = 0,2 \text{ mH}$$

$$R_a = 1,8$$

$$\theta = 7900 \text{ gcm}^2$$

Dreiphasiger Asynchronmotor

Nennndaten:

$$U_N = 50 \text{ V}$$

$$I_N = 5 \text{ A}$$

$$P_N = 0,18 \text{ kW}$$

$$n_N = 1430 \text{ Upm}$$

Parameter:

$$R_1 = 1,6 \Omega$$

$$R_2 = 0,8 \Omega$$

$$L_h = 58 \text{ mH}$$

$$L_{1\sigma} = L_{2\sigma} = 3,8 \text{ mH}$$

$$I_{\text{Leerlauf}} = 1,55 \text{ A}$$

A.2. Verzeichnis der wichtigsten verwendeten Formelzeichen

Indizes

R, S, T	Netzgrößen
a, b, c	Lastgrößen, Ständerstränge
α, β	Komponenten des $\alpha\beta$ -Systems (raumfest)
W, B	Komponenten der Wirk- und Blind-Achse
L	Lastgrößen
x, y	Komponenten des x-y-Systems

Größen

a, a^2	Drehfaktoren
C_F	Filterkondensator
d_L	Lastdrehmoment
d_M	Motordrehmoment
f_0	Resonanzfrequenz des Eingangskreises
f_T	Taktfrequenz
f_1	Grundfrequenz des Laststromes
i_a, i_b, i_c	Lastströme, Ständerströme
i_{a2}, i_{b2}, i_{c2}	Läuferströme
i_B, i_B^*	Ist- und Sollwert des Blindstromes
i_D	Drain-Strom
$\underline{i}_E$	Raumzeiger der Netzströme
$\tilde{\underline{i}}_E$	konjugiert komplexer Vektor von $\underline{i}_E$
$\hat{i}_E$	Amplitude des Netzstromes
$i_{KR,S,T}$	Strom durch die Kommutierungsinduktivität
i_L, i_L^*	Ist- und Sollwert des Laststromes
i_{L1}	Grundwelle des Laststromes
i_R, i_S, i_T	Netzströme
i'_R, i'_S, i'_T	Ströme auf der Sekundärseite des Transformators
i_{S1}	Strom durch Schalter S1
i_W	Wirkstrom des Eingangskreises
i_α, i_β	Stromkomponenten in α - und β -Richtung
$\underline{i}_1$	Raumzeiger der Ständerströme
$\underline{i}_2$	Raumzeiger der Läuferströme
i_{1x}, i_{1y}	Ständerstrom in Richtung der x- und y-Achse
i_{1x}^*, i_{1y}^*	Sollwerte von i_{1x} und i_{1y}
i_{2x}, i_{2y}	Läuferstrom in Richtung der x- und y-Achse
L_h	Hauptinduktivität
L_K	Kommutierungsinduktivität
L_Z	zusätzliche Induktivität
L_σ	Streuinduktivität
L_1	Ständerinduktivität
L_2	Läuferinduktivität
n, n^*	Ist- und Sollwert der Drehzahl
$p(t)$	Augenblickswert der Leistung
R_D	Dämpfungswiderstand

R_{DS}	Drain-Source-Widerstand
$\bar{R}$	Ersatzwiderstand
R_1	Ständerwiderstand
R_2	Läuferwiderstand
S	Laplace-Operator
$S_1 \dots S_9$	Halbleiterschalter
$t_1 \dots t_7$	Zeitintervale
t_{rr}	Sperrverzögerungszeit
u_a, u_b, u_c	Last- und Ständerspannungen
u_B, u_W	Blind- und Wirkspannung
u_C	Spannung am Filterkondensator
$\hat{u}_E$	Amplitude der Netzspannungen
$\underline{u}_E$	Raumzeiger der Netzspannungen
u_{GS}	Gate-Source-Spannung
u_i	Klemmspannung des einphasigen Netzes
u_L	Lastspannung
u_N	negativste Strangspannung des Netzes
u_P	positivste Strangspannung des Netzes
u_{PN}	positivste verkettete Netzspannung
u_R, u_S, u_T	Strangspannung des Netzes
$\underline{u}_R, \underline{u}_S, \underline{u}_T$	Spannungszeiger des Netzes
u_{RS}, u_{ST}, u_{TR}	verkettete Netzspannungen
u_{SR}, u_{TS}, u_{RT}	
$\underline{u}_{RS}, \underline{u}_{ST}, \underline{u}_{TR}$	
$\underline{u}_{SR}, \underline{u}_{TS}, \underline{u}_{RT}$	Spannungszeiger der verketteten Netzspannungen
$\underline{u}_x, \underline{u}_y$	Werte der Spannungen u_{1x} und u_{1y}
$\underline{u}_1$	Raumzeiger der Ständerspannungen
u_{1x}, u_{1y}	Ständerspannungen in Richtung der x- und y-Achse
$\bar{u}_{1x}, \bar{u}_{1y}$	Mittelwert von u_{1x} und u_{1y}
$\underline{u}_1 \dots \underline{u}_8$	Spannungszeiger des Ständers
u_+, u_-	Betriebsspannungen des Ausgangskreises
x	logisches Signal des Laststromreglers
x_a, x_b, x_c	binäre Variable für die Ständerspannungen
x_B	logisches Signal des Blindstromreglers
x_R, x_S, x_T	logische Variablen des Netzes
x_x	logisches Signal des Reglers in der x-Achse
x_y	logisches Signal des Reglers in der y-Achse

$Y1...Y9$	Ansteuersignale für die Halbleiterschalter
$ Z $	Betrag der Impedanz des Eingangsschwingkreises
Z_P	Polpaarzahl
γ	Lage des Feldes
γ_2	Lage des Läuferfeldes gegenüber dem Läufer
δ	Hysteresebreite des Laststromreglers
δ_x, δ_y	Hysteresebreite in x- und y-Achse
$\epsilon, \dot{\epsilon}$	Stromdifferenz, Ableitung von ϵ
$\epsilon_x, \dot{\epsilon}_x$	Stromdifferenz in der x-Achse, Ableitung von ϵ_x
$\epsilon_y, \dot{\epsilon}_y$	Stromdifferenz in der y-Achse, Ableitung von ϵ_y
θ	Läuferstellungswinkel
θ	Trägheitsmoment
σ	totaler Streukoeffizient
ψ_a, ψ_b, ψ_c	Flußverkettungen des Ständers
$\psi_{a2}, \psi_{b2}, \psi_{c2}$	Flußverkettungen des Läufers
ψ_1	Raumzeiger der Ständerflußverkettungen
ψ_2	Raumzeiger der Läuferflußverkettungen
ψ_{1x}, ψ_{1y}	Ständerflußverkettungen in der x- und y-Achse
ψ_{2x}, ψ_{2y}	Läuferflußverkettungen in der x- und y-Achse
ω_1	Netzkreisfrequenz
ω_0	Resonanzkreisfrequenz des Eingangsschwingkreises
ω_S	Kreisfrequenz des x-y Koordinatensystems
ω_2	Läuferschlupfkreisfrequenz
ω_n	Läuferkreisfrequenz

Lebenslauf

Personalien:

Name: José Ramon Rodríguez Perez
Geburtsdatum: 24.10.1953
Geburtsort: Valdivia - Chile
Staatsangehörigkeit: Chilene
Familienstand: Verheiratet mit Cecilia Rodriguez
geb. Luengo; 2 Kinder

Ausbildung:

1960-1966 Grundschule (Ed. Basica), Chile
1967-1970 Gymnasium (Ed. Media), Chile
1971-1976 Studium der Elektrotechnik an der TU
Federico Santa Maria, Valparaiso, Chile

Fachpraktika:

1970 Philips, Santiago, Chile
1973 Kupfermine "Exotica", Chile

Berufstätigkeit:

1977-1981 Dozent an der Fakultät für Elektrotechnik
der TU Federico Santa Maria, Valparaiso,
Chile

Seit April 1982:

Wiss. Mitarbeiter am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen der Universität Erlangen-Nürnberg mit einem Stipendium des Deutschen Akademischen Austauschdienstes.

Druck: Offsetdruckerei Karl Döres, 8520 Erlangen, Jägerstr. 3, Inh. B. Lengenfelder